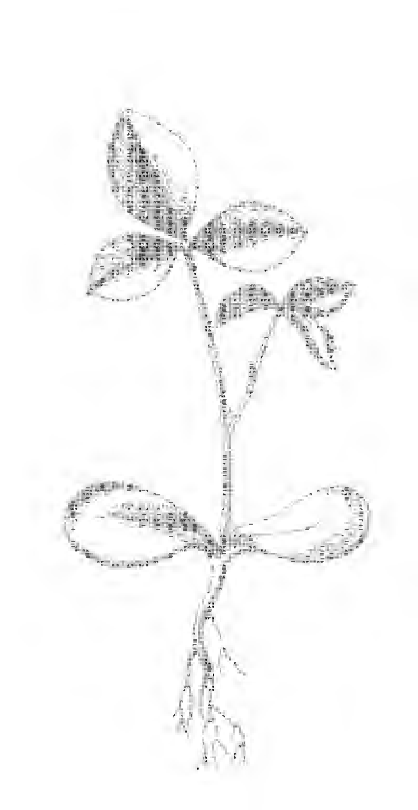
Г. М. ВИШИН

Селекция движущихся целей

СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Г. М. ВИШИН

СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ



ВОЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МИНИСТЕРСТВА ОБОРОНЫ СССР
МОСКВА — 1966

УДК 621.396.963.391

Г. М. ВИШИН. СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Селекция радиолокационных сигналов от движущихся целей — одна из важнейших и интереснейших проблем современной радиолокационной техники. Особое значение эта проблема имеет при защите радиолокационных станций от различного рода мешающих отражений. В книге, написанной по открытым отечественным и иностранным источникам, обобщены и систематизированы материалы по следующим вопросам: методы селекции движущихся целей, способы подавления мешающих отражений, компенсационный способ подавления мешающих отражений, принципы построения и особенности приемников когерентно-импульсных систем.

Книга рассчитана на офицеров, связанных с эксплуатацией радиолокационной техники, а также на широкий круг читателей, интересующихся проблемами современной радиолокации.

1-12-4-6
142-65

ВВЕДЕНИЕ

На вход радиолокационного приемника наряду с полезными сигналами, отраженными от обнаруживаемых объектов, поступают различного рода мешающие сигналы (отражения от наземных сооружений, растительности, облаков, осадков и др.). Мешающие отражения создают на экранах индикаторов в зависимости от характера отражающего объекта либо сплошной фон на определенном участке, либо ложные отметки «целей», затрудняющие обнаружение полезных сигналов. Это явление было использовано для борьбы с радиолокацией.

Еще в годы второй мировой войны при воздушных налетах, чтобы затруднить распознавание сигналов, отраженных от самолетов, англичане начали применять пассивные помехи в виде металлизированных лент. При достаточно большом количестве таких лент отраженные от них сигналы создавали плотный «радиолокационный фон» на экранах индикаторов радиолокационных станций противника и делали почти невозможным обнаружение самолетов, принимавших участие в воздушном налете.

В дальнейшем средства и методы постановки пассивных помех радиолокационным станциям все более и более совершенствовались.

Перед наукой была поставлена задача: отыскать методы устранения мешающего влияния отражений от различного рода неподвижных или малоподвижных объектов на радиолокацию движущихся целей. Такие методы были найдены. Это методы, использующие побочные эффекты движения целей, когерентный метод непрерывного излучения, когерентно-импульсный метод, метод сравнения и другие.

В разное время в отечественной и зарубежной литературе были опубликованы многочисленные материалы, посвященные анализу различных методов селекции сигналов от движущихся целей, описывались принципиальное решение устройств селекции, методика их испытаний и т. д.

Первой попыткой обобщения и систематизации этих материалов в отечественной литературе была работа П. А. Бакулева «Радиолокационные методы селекции движущихся целей», М., Оборонгиз, 1958.

Настоящая книга рассматривает принцип действия и устройство аппаратуры селекции движущихся целей наземных радиолокационных станций.

Автор считает своим долгом выразить благодарность инженеру Байкину М. С. за помощь, оказанную им при составлении гл. V.

Глава I

МЕТОДЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Излученные передатчиком радиолокационной станции сигналы при отражении претерпевают ряд существенных изменений, обусловленных свойствами отражающих объектов.

Одна из важнейших характеристик любого отражающего объекта — эффективная площадь рассеяния, позволяющая количественно оценить мощность вторичного излучения при заданной мощности излучения передатчика радиолокационной станции.

Интенсивность вторичного излучения зависит от положения отражающего объекта по отношению к направлению распространения падающей радиоволны. Эта зависимость обычно представляется в виде диаграммы рассеяния.

Диаграмма рассеяния большинства радиолокационных целей сильно изрезана. Поэтому мощность отраженного сигнала зависит не только от дальности цели, но и от ее ракурса.

Частота отраженного сигнала и его задержка относительно зондирующего импульса передатчика зависят соответственно от радиальной скорости движения и дальности цели.

Амплитуда и фаза отраженного от движущейся цели сигнала в реальных условиях всегда изменяются во времени за счет изменения дальности цели, ее ракурса и ряда других причин.

На вход радиолокационного приемника наряду с полезными сигналами (отраженными от обнаруженного

объекта) поступают различного рода мешающие сигналы, которые по характеру своего происхождения могут быть активными и пассивными.

В настоящей книге рассматриваются вопросы защиты приемно-индикаторного тракта радиолокационной станции от пассивных мешающих сигналов — мешающих отражений.

1. Анализ мешающих отражений

Под мешающими отражениями в радиолокации понимают отражения электромагнитной энергии, излучаемой передатчиком радиолокационной станции, от различного рода местных предметов, поверхности суши или моря, облаков, осадков, а также от организованных пассивных помех (металлизированных лент, металлизированного стекловолокна, специальных уголков и т. п.).

Рассмотрим основные источники мешающих отражений.

Источники мешающих отражений

Пассивные помехи. Организованные пассивные помехи применяются для того, чтобы затруднить обнаружение сигналов целей на экранах индикаторов; создать на экранах индикаторов отметки ложных целей; обеспечить радиолокационную маскировку наземных объектов путем изменения формы их изображения на экранах индикаторов.

Наиболее распространенным видом пассивных помех являются металлизированные полоски: металлизированные ленты или ленты из алюминиевой фольги — в метровом диапазоне волн, металлизированное стекловолокно — в сантиметровом диапазоне волн.

Каждая полоска представляет собой полуволновый диполь. Создание пассивных помех при помощи полуволновых отражателей основано на следующем их свойстве. Если диполь попадает в зону облучения радиолокационной станции, рабочая частота которой совпадает с его собственной (резонансной) частотой, то в диполе возбуждаются интенсивные колебания и он становится вторичным излучателем электромагнитной энергии. Для получения условий резонанса длина диполя l берется несколько меньше половины длины его волны λ.

Коэффициент укорочения диполя:

$$K_{\text{ук}} = \frac{l}{\frac{\lambda}{2}} = 0{,}95. \qquad (1.1)$$

Эффективная отражающая поверхность полуволнового отражателя:

$$\sigma_{\text{эф}\lambda/2} \approx 0{,}86\lambda^2 \cos^4 \theta, \qquad (1.2)$$

где λ — длина волны;

θ — угол между вектором $\bar{E}$ напряженности поля и осью отражателя.

При равновероятной ориентации отражателей в пространстве среднее значение эффективной отражающей поверхности диполя приблизительно равно $0{,}11\lambda^2$.

Диапазонность дипольных помех относительно велика ($8 \div 12\%$). При больших отклонениях рабочей частоты радиолокационной станции от резонансной частоты диполей эффективность помех значительно снижается. В этом случае, хотя и имеет место отражение энергии от металлизированных полосок, оно носит не резонансный, а диффузный (рассеянный) характер и поэтому интенсивность его невелика.

Сбрасываемые с летательных аппаратов металлизированные полоски образуют в воздушном пространстве отражающее электромагнитную энергию «облако».

Отраженный от «облака» полосок сигнал является сложным. Он представляет собой сумму независимых и случайных по амплитуде и фазе сигналов от большого числа отражателей. Положение и ориентация полосок в пространстве относительно источника электромагнитного излучения постоянно изменяются. Изменения эти хаотичны.

Частотные спектры отражений от металлизированных полосок практически всегда одинаковы по форме, ширина же их зависит от относительной скорости перемещения полосок.

На рис. 1 представлены спектры отражений от полосок в сантиметровом диапазоне волн при номинальной частоте $f = 3260$ *Мгц* при различных условиях (δf — отклонение частоты от номинального значения) [19].

С достаточной степенью точности можно считать, что распределение скоростей перемещения металлизирован-

ных полосок и спектр отражений от них подчиняются закону Гаусса. Поэтому ширина спектра отражений от металлизированных полосок

$$\Delta f_{0,5} = 5 \frac{v_{пол}}{\lambda}, \qquad (1.3)$$

где $\Delta f_{0,5}$ — ширина спектра на уровне половинной мощности, *гц*;

$v_{пол}$ — средняя скорость перемещения полосок, *см/сек*;

λ — длина волны передатчика радиолокационной станции, *см*.

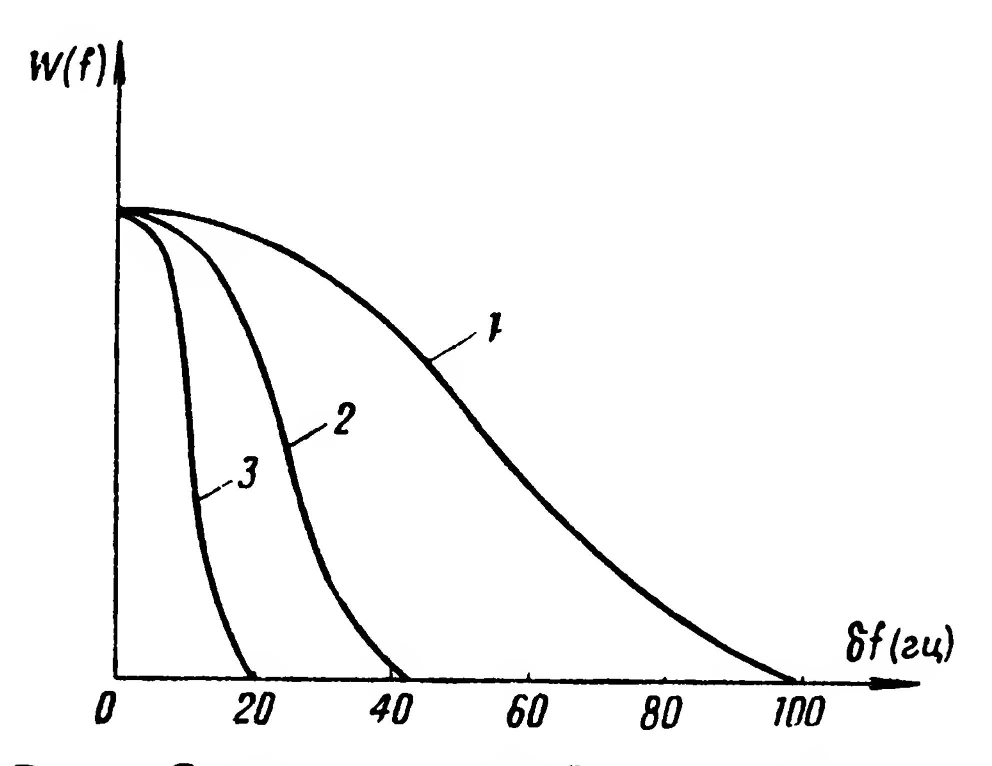


Рис. 1. Спектры отражений от полосок в сантиметровом диапазоне волн:

1 — при сбрасывании полосок с самолета и скорости ветра до 40 *км/ч*; *2* — при сбрасывании полосок с самолета и скорости ветра около 16 *км/ч*; *3* — при сбрасывании полосок с медленно движущегося дирижабля

Практически ширина спектра отражений от металлизированных полосок равна 10—40 *гц* на частоте 3260 *Мгц*.

Степень мешающего воздействия отражений от металлизированных полосок на приемно-индикаторный тракт радиолокационной станции зависит от следующих факторов:

— объема пространства, занятого полосками;

— разрешающей способности станции;

— соотношения между длиной полосок и длиной волны передатчика;

— вида поляризации излучаемых радиоволн.

Размеры, форма и материал дипольных отражателей определяют их основные характеристики:

— усредненную эффективную поверхность;

— поляризацию отраженных сигналов;

— скорость снижения;

— коэффициент слипания отражателей, учитывающий уменьшение числа действующих диполей за счет слипания и разрушения при раскрытии пачки;

— время рассеивания, необходимое для полного развития «облака» помех после раскрытия пачки.

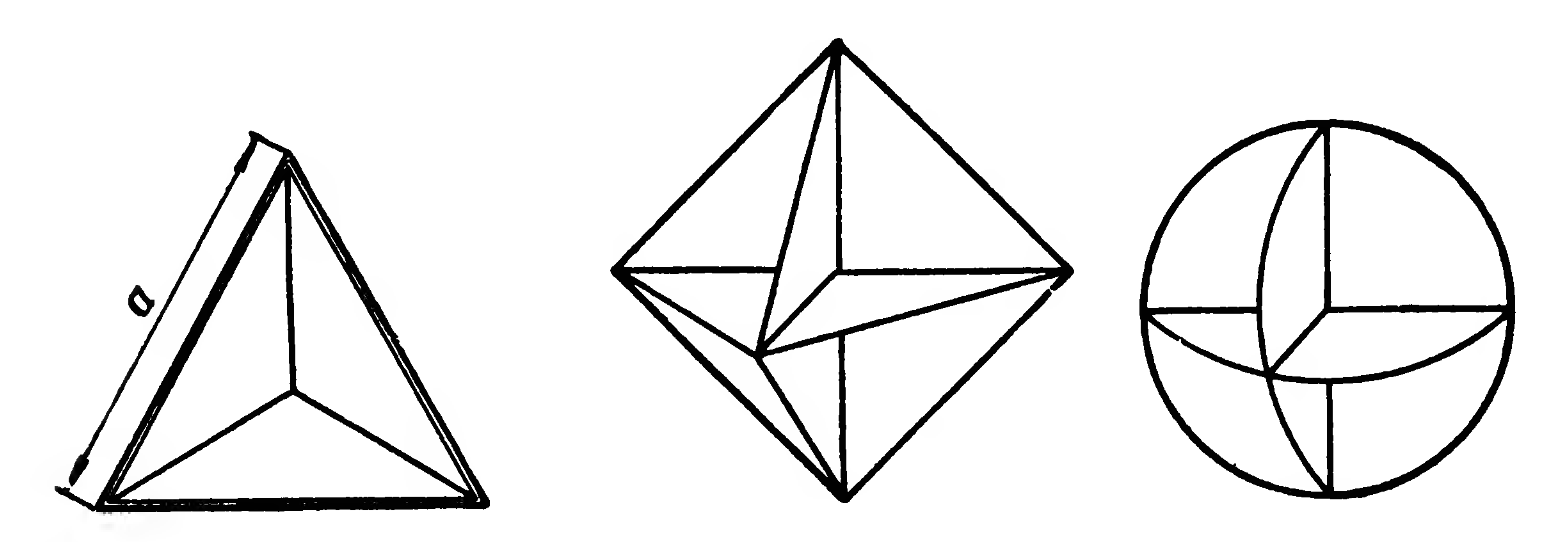


Рис. 2. Различные виды уголковых отражателей

Длительность мешающего воздействия отражений от металлизированных полосок зависит от высоты сбрасывания и скорости снижения полосок (скорость снижения металлизированных полосок составляет 40—50 *м/мин*), а также от скорости ветра и может достигать нескольких десятков минут. Это время значительно сокращается при дожде или снеге.

Организованные пассивные помехи можно создавать также при помощи уголковых отражателей, которые направляют падающую на них электромагнитную энергию обратно к источнику излучения. Уголковые отражатели используются либо для имитации сигналов ложных целей (воздушных и наземных), либо для маскировки наземных объектов путем изменения конфигурации их изображений на экранах индикаторов.

Может также применяться трехгранный уголковый отражатель, грани которого образованы тремя взаимно перпендикулярными металлическими плоскостями

(рис. 2). Энергия, падающая на такой отражатель, после двух- или трехкратного отражения от образующих плоскостей возвращается в обратном направлении. Как известно, при отражении от любой радиолокационной цели энергия рассеивается во все стороны и к источнику излучения возвращается лишь ничтожная ее часть. Поэтому уголковый отражатель при сравнительно небольших размерах способен создать радиолокационное отражение, намного более интенсивное, чем, например, современный бомбардировщик.

Эффективная отражающая поверхность трехгранного уголкового отражателя зависит от угла падения электромагнитной энергии. Если направление падения луча совпадает с осью симметрии отражателя, то эффективная отражающая поверхность последнего максимальна и равна:

— для уголкового отражателя с треугольными гранями

$$\sigma_{\triangle} = \frac{4}{3} \frac{\pi a^4}{\lambda^2}; \tag{1.4}$$

— для уголкового отражателя с квадратными гранями

$$\sigma_{\square} = 12 \frac{\pi a^4}{\lambda^2}. \tag{1.5}$$

В формулах (1.4) и (1.5) a — длина ребра уголкового отражателя.

Величина эффективной отражающей поверхности уголкового отражателя при отклонении падающего луча от оси симметрии отражателя уменьшается медленно. Поэтому амплитудная флуктуация сигналов от уголковых отражателей невелика.

Уголковый отражатель, несмотря на простоту своей конструкции, очень сложен в изготовлении. Даже незначительное отклонение величины угла между образующими гранями от 90° приводит к заметному уменьшению эффективной отражающей поверхности уголкового отражателя. При этом, чем больше длина ребра отражателя или чем меньше длина волны радиолокационной станции, против которой рассчитывается применять данный отражатель в качестве пассивного источника ме-

шающего сигнала, тем точность изготовления уголкового отражателя требуется больше.

Кроме уголковых отражателей, иногда применяют биконические отражатели и линзы Люнеберга (рис. 3).

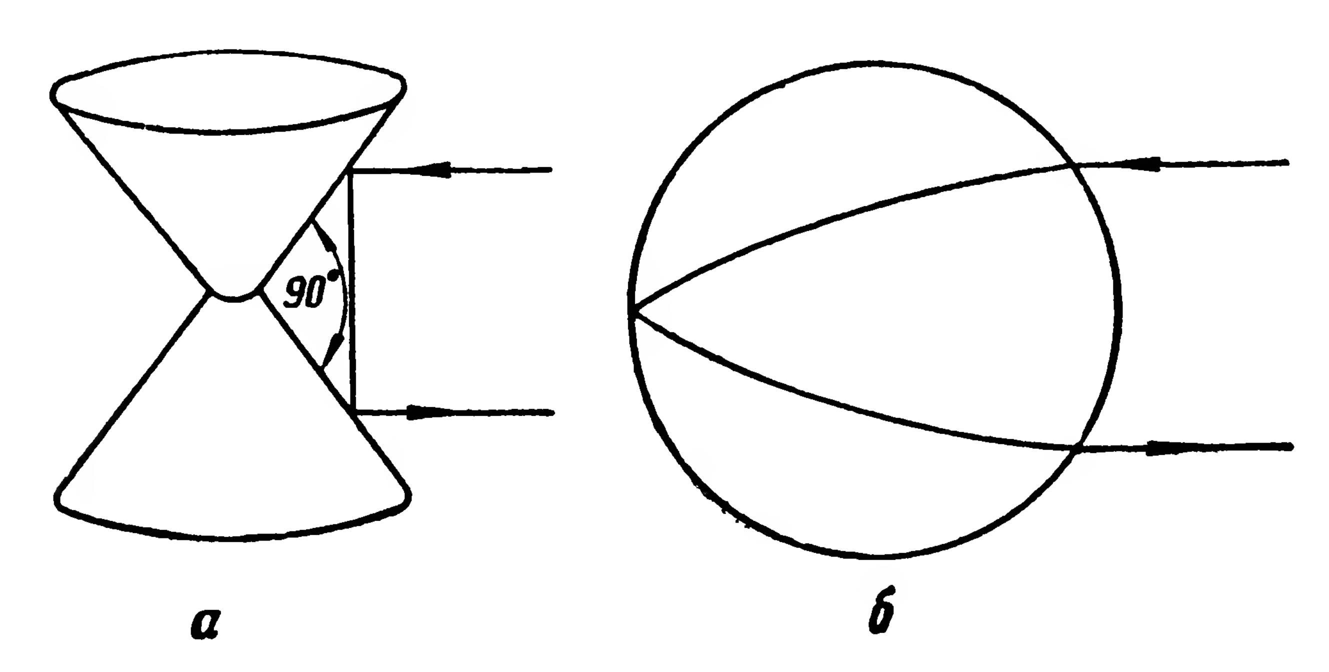


Рис. 3. Биконический отражатель (*а*) и линза Люнеберга (*б*)

Местные предметы. Под местными предметами обычно понимают различные наземные сооружения, складки местности, деревья, кустарники и т. п.

Наземные сооружения в большинстве случаев имеют сложную конфигурацию. Однако создаваемые ими мешающие отражения даже при быстрых изменениях положения источника излучения относительно отражающего объекта, как правило, флуктуируют по амплитуде слабо.

Более сложными отражающими объектами являются деревья, кустарники и складки земной поверхности, покрытые растительностью. Отражающая поверхность этих объектов состоит из неподвижных или малоподвижных отражателей (холмы, стволы деревьев и т. д.) и отражателей, хаотически движущихся под действием ветра (трава, листья и ветви деревьев). Поэтому отражения от деревьев, кустарников и складок земной поверхности, покрытых растительностью, состоят из ярко выраженного постоянного сигнала и сигнала, флуктуирующего по амплитуде и фазе. Степень амплитудной флуктуации отражений зависит от характера отражающего объекта, длины волны, периода повторения импульсов передатчика радиолокационной станции и от метеорологических условий.

На частоте 3260 *Мгц* при скорости ветра 80 *км/ч* лесистый холм почти не дает отражений от неподвижных отражателей, тогда как горная местность со скудной растительностью при тех же условиях не дает отражений от подвижных отражателей.

Зависимость степени амплитудной флуктуации отражений, создаваемых местными предметами, от длины волны передатчика радиолокационной станции объясняется следующим. С уменьшением длины волны отражающие свойства приобретают предметы все меньших и меньших размеров, которые, как правило, более подвижны при воздействии внешних факторов. В результате степень флуктуаций амплитуды отражений от местных предметов возрастает.

Очевидно, что, чем больше период повторения импульсов передатчика, тем более существенными будут от цикла к циклу работы станции изменения отражающих свойств подвижных частей местных предметов под влиянием внешних факторов.

Экспериментальные исследования показывают, что эффективное значение амплитуды отраженного сигнала для большинства местных предметов превышает среднеквадратичное значение флуктуаций амплитуды на 40—50 *дб*.

Частотные спектры сигналов, отраженных от местных предметов (рис. 4, кривая *1*), по форме приблизительно соответствуют закону Гаусса, по ширине же они значительно уступают спектрам отражений от металлизированных полосок. Так, например, в десятисантиметровом диапазоне волн ширина спектров отражений от местных предметов на уровне половинной мощности составляет 1—5 *гц*.

Морская поверхность. Причиной появления мешающих отражений от поверхности моря являются волны. Отражения от морских волн представляют собой сигналы в виде хаотически изменяющихся выбросов.

Эффективное значение амплитуды отражений от волн максимально на нулевой дальности и постепенно уменьшается до уровня собственных шумов приемника на некоторой дальности, величина которой зависит от степени волнения моря. Приближенно закон изменения эффек-

тивной амплитуды отражений от морских волн может быть представлен эмпирической формулой:

$$\frac{P_в}{P_ш} = kR^{-n}, \tag{1.6}$$

где $P_в$ — мощность отражений от волн;

$P_ш$ — мощность собственных шумов приемника;

k — коэффициент пропорциональности, постоянный для данной станции;

R — дальность;

$n = 2{,}7 \div 4{,}7$ в зависимости от состояния поверхности моря.

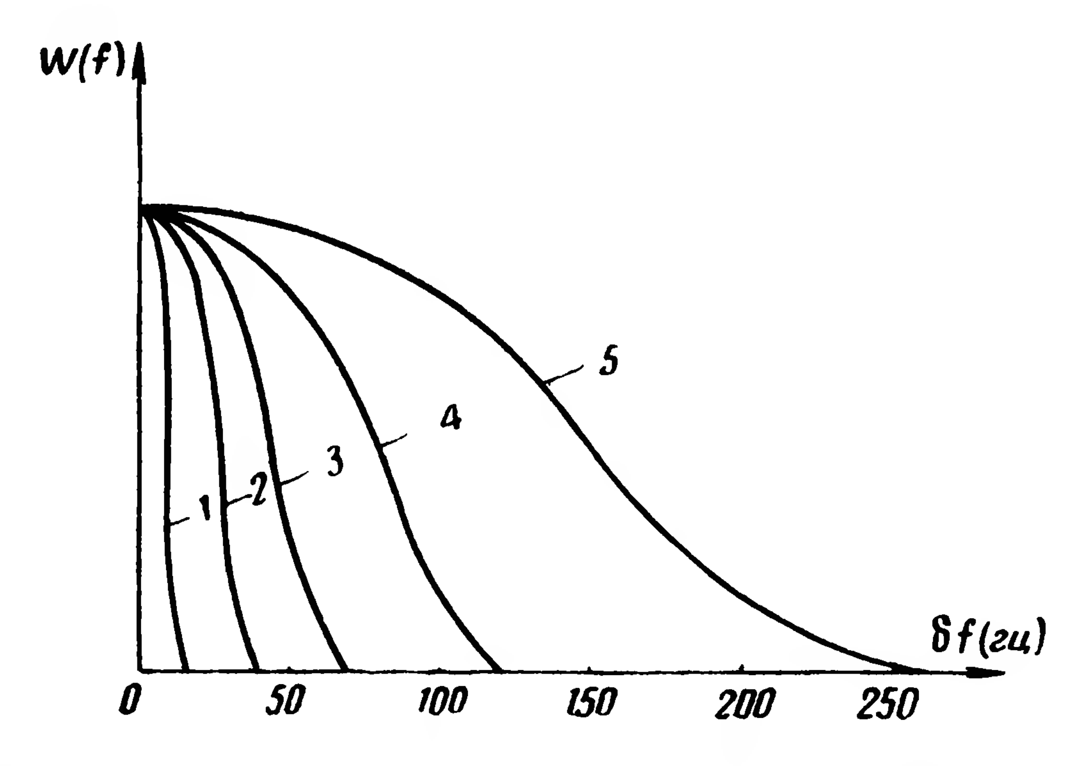


Рис. 4. Частотные спектры сигналов, отраженных от различных объектов (измерения осуществлялись в десятисантиметровом диапазоне волн; δf — отклонение частоты от номинального значения):

1 — от местных предметов; *2* — от морской поверхности; *3* — от облаков; *4, 5* — от осадков

Морская поверхность по своим отражающим свойствам представляет распределенный объект, у которого число участков, одновременно создающих отраженный сигнал, весьма велико.

Степень отражающей способности морской поверхности характеризуется величиной удельной эффективной площади рассеяния, т. е. величиной эффективной площади рассеяния 1 $м^2$ поверхности моря. Экспериментальным путем определено, что величина удельной эффективной площади рассеяния морской поверхности колеблется

в зависимости от степени волнения моря в пределах $10^{-4}-10^{-8}$ $м^2$.

Мешающие отражения от морской поверхности претерпевают более явные изменения во времени, чем отражения от металлизированных полосок и местных предметов.

По форме частотные спектры отражений от морской поверхности (рис. 4, кривая *2*) схожи со спектрами отражений от металлизированных полосок, но обладают меньшим диапазоном изменений ширины (25—35 *гц* на частоте 3260 *Мгц*) [19].

Облака и осадки относятся к распределенным отражающим объектам. И те и другие состоят из огромного числа беспорядочно расположенных отражающих частиц.

При отражениях электромагнитной энергии от облаков отражателями являются водяные пары, при отражениях от осадков — частицы воды в твердом (град, снег) или жидком (дождь) состоянии. Каждая такая частица при отражении энергии создает ничтожно малое поле. Мешающие отражения от облаков и осадков — результат наложения полей от бесчисленного множества рассеивающих частиц.

Облака и осадки являются объемными распределенными отражающими объектами: отраженные от них сигналы — результат отражения энергии от некоторого пространственного объема, определяемого формой радиолокационного луча и разрешающей способностью станции по дальности.

Эффективная площадь рассеяния объемных распределенных объектов

$$\sigma_{эф} = \sigma_{ср} V_{отр} N, \tag{1.7}$$

где $\sigma_{ср}$ — эффективная площадь рассеяния частицы средних размеров;

$V_{отр}$ — отражающий объем;

N — количество отражающих частиц в единице объема.

Кривые частотных спектров отражений от облаков (рис. 4, кривая *3*) и осадков (кривые *4* и *5*) несколько отличаются от кривой Гаусса. Это отличие особенно существенно для отражений от осадков. Ширина спектра отражений от облаков на уровне половинной мощности

на частоте 3260 *Мгц* составляет 40 *гц*, ширина спектра отражений от осадков 60—120 *гц*.

Флуктуации мешающих отражений

Каждый из упомянутых выше источников мешающих отражений представляет собой объемное тело сложной конфигурации. Следовательно, отражающая поверхность такого тела также сложная. Сигнал, отраженный от по-

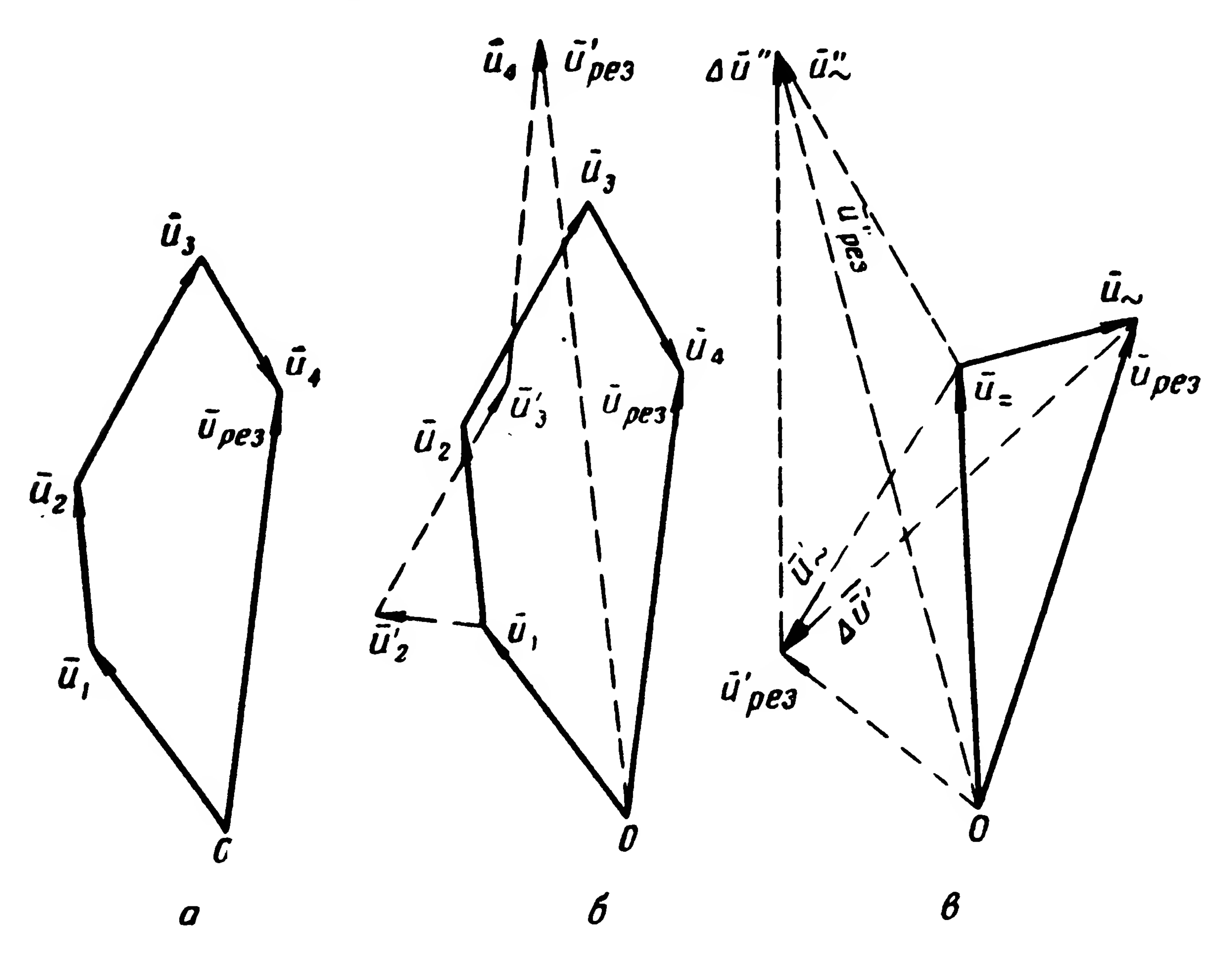


Рис. 5. Флуктуация отраженных сигналов:

а — получение результирующего сигнала ($\bar{u}_{рез}$); *б* — изменение $\bar{u}_{рез}$ в зависимости от изменений интенсивности и фазы сигналов, отраженных от отдельных элементов объекта; *в* — составляющие вектора напряжения мешающего отражения

верхности сложной конфигурации, можно рассматривать как векторную сумму сигналов, отраженных от отдельных ее частей (рис. 5, *а*):

$$\bar{u}_{рез} = \bar{u}_1 + \bar{u}_2 + \bar{u}_3 + \ldots$$

Под влиянием некоторых факторов (ветра, снега, дождя или собственного веса) положение и ориентация

отдельных элементов отражающего объекта относительно источника излучения могут изменяться, что приводит к флуктуациям интенсивности и фазы сигналов, отраженных от этих элементов (рис. 5, *б*). Таким образом, мешающее отражение в общем случае представляет собой сложный сигнал, состоящий из постоянного сигнала (вектор $\bar{u}_{=}$ на рис. 5, *в*) и флуктуирующего (вектор $\bar{u}_{\sim}$ там же).

Рассматривая любое мешающее отражение как сложный сигнал, состоящий из N независимых и случайных по амплитуде и фазе сигналов, мы вправе представить его в математической форме как

$$u(t) = \sum_{k=1}^{N} u_k(t) = \sum_{k=1}^{N} u_k(t) \sin[\omega t + \varphi_k(t)] = = \sum_{k=1}^{N} u_k(t) \sin \psi_k(t), \quad (1.8)$$

где $u_k(t)$ — сигнал от k-того отражателя, входящего в состав отражающего объекта;

$u_k(t)$, $\varphi_k(t)$, $\psi_k(t)$ — соответственно амплитуда, фазовый угол и фаза сигнала от k-того отражателя;

ω — угловая частота;

t — текущее время.

Величины $u_k(t)$ и $\varphi_k(t)$ — функции времени только в случае флуктуирующих по амплитуде и фазе сигналов. Для постоянных сигналов $u_k(t)$ = const, $\varphi_k(t)$ = const.

Можно считать, что за отрезок времени, небольшой по сравнению с длительностью импульса передатчика, но большой относительно периода высокой частоты излучаемого сигнала, величины $u_k(t)$ и $\varphi_k(t)$ не претерпевают серьезных изменений.

Изменение же положения и ориентации элементов отражающего объекта относительно источника излучения за один период повторения импульсов передатчика может вызвать существенное изменение величин $u_k(t)$ и $\varphi_k(t)$.

Степень флуктуации амплитуды мешающего отраже-

ния характеризуется величиной приращения результирующего сигнала ($\Delta\bar{u}$ на рис. 5, *в*):

$$\Delta\bar{u}' = \bar{u}'_{\text{рез}} - \bar{u}_{\text{рез}};$$
$$\Delta\bar{u}'' = \bar{u}''_{\text{рез}} - \bar{u}'_{\text{рез}};$$

. . . .

. . . .

Так как изменение амплитуд и фаз составляющих сигналов, как правило, носит случайный характер, то, следовательно, приращение амплитуды результирующего сигнала представляет собой случайную величину.

Критерием для оценки амплитудных флуктуаций мешающего отражения является среднеквадратичное значение величины приращения результирующего сигнала:

$$\overline{\Delta u^2} = k\overline{u^2_{\text{рез}}} = \frac{\sum_{k=1}^{N} u_k^2}{2}, \qquad (1.9)$$

где $\overline{\Delta u^2}$ — среднеквадратичное значение приращения результирующего сигнала;

k — коэффициент пропорциональности;

$\overline{u^2_{\text{рез}}}$ — среднеквадратичное значение результирующего сигнала.

Выражение (1.9) показывает, что среднеквадратичная величина амплитудной флуктуации мешающего отражения прямо пропорциональна действующему значению амплитуды сигнала.

Перейдем к количественной оценке фазовых флуктуаций отраженных сигналов. Для этого воспользуемся рис. 6. На этом рисунке приняты следующие обозначения:
$M(x;\ y;\ z)$ и $M_1(x_1;\ y_1;\ z_1)$ — положения отражателя в момент облучения энергией в двух смежных циклах работы станции t_0 и $t_0 + T_{\text{п}}$;
r — линейное смещение отражателя за время между двумя облучениями;
r_x, r_y, r_z — смещение отражателя за тот же промежуток времени вдоль осей Ox, Oy и Oz соответственно;
O — точка стояния радиолокационной станции;
d и d_1 — дальность до отражателя от точки O в моменты t_0 и $t_0 + T_{\text{п}}$;

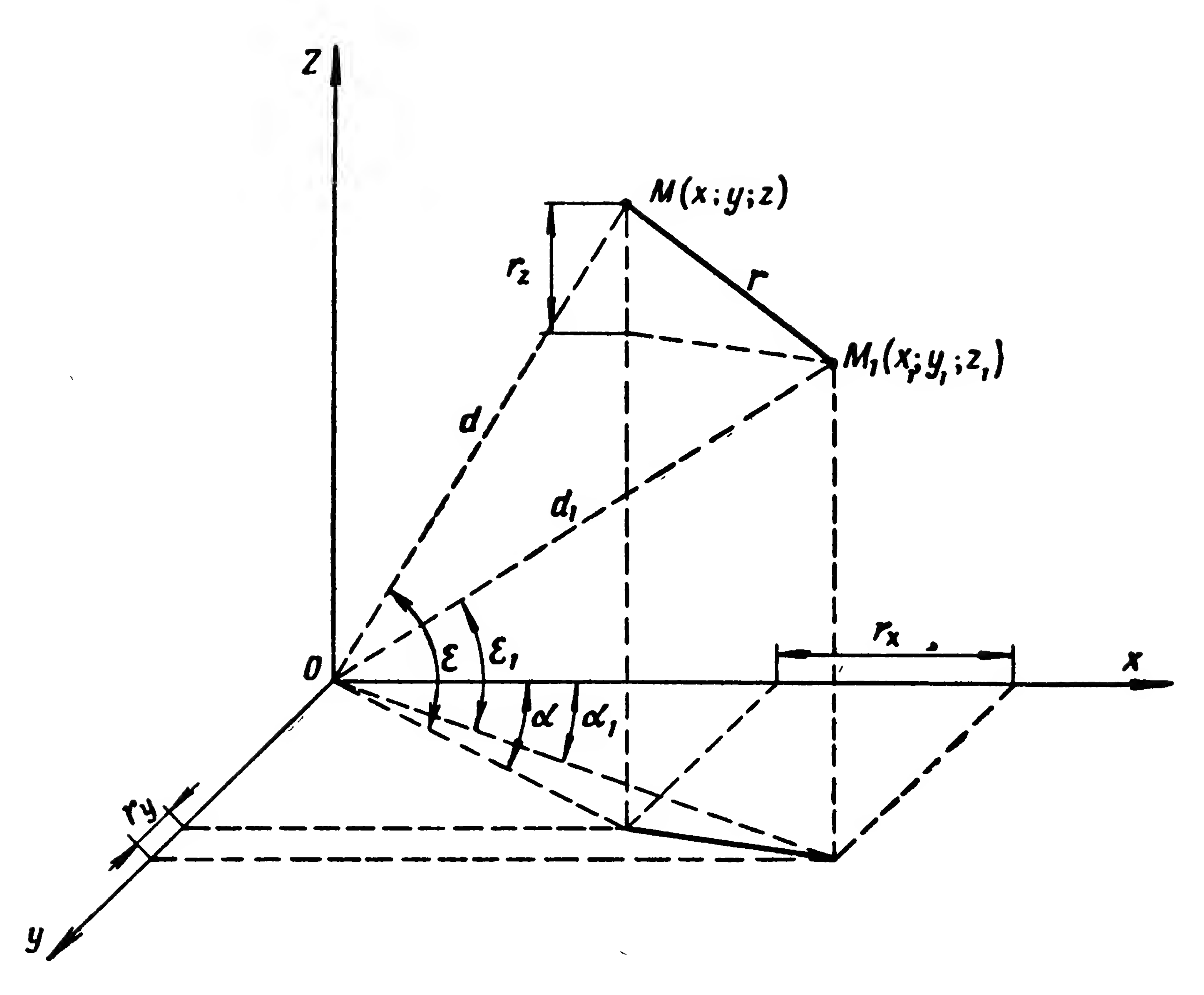


Рис. 6. К количественной оценке флуктуации отраженных сигналов

α и α_1 — азимут отражателя в точках M и M_1;
ε и ε_1 — угол места отражателя в точках M и M_1.

Вследствие того что электромагнитная энергия каждое расстояние d и d_1 проходит дважды, изменение фазы отраженного сигнала определяется удвоенной разностью длин путей:

$$\Delta d = 2(d - d_1).$$

Изменение фазы отраженного сигнала за время, равное периоду повторения импульсов передатчика,

$$\Delta\varphi_k = \frac{2\pi\,\Delta d}{\lambda}. \qquad (1.10)$$

Величину Δd нетрудно определить из рис. 6:

$$\Delta d = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} - \sqrt{x_1^2 + y_1^2 + z_1^2}. \qquad (1.11)$$

Учитывая, что $\Delta d \ll d$, найдем

$$\Delta d \approx -\frac{r^2 - 2d\,(r_x \cos\varepsilon \cdot \cos\alpha + r_y \cos\varepsilon \cdot \sin\alpha + r_z \sin\varepsilon)}{2d}. \quad (1.12)$$

Подставив найденное значение Δd в формулу (1.10), получим

$$\Delta\varphi_k = -\frac{\pi}{d\lambda}\,[r^2 - 2d\,(r_x \cos\varepsilon \cdot \cos\alpha + r_y \cos\varepsilon \cdot \sin\alpha + r_z \sin\varepsilon)]. \quad (1.13)$$

Выражение (1.13) показывает, что фазовая флуктуация отраженного сигнала зависит от величины смещения отражающего объекта в пространстве за время между двумя облучениями; при одинаковой величине смещения отражателей флуктуация фаз сигналов различна в разных точках пространства.

Приведенные выше рассуждения о флуктуациях амплитуд и фаз мешающих отражений в полной мере относятся и к сигналам, отраженным от движущихся целей. Однако следует иметь в виду, что величина фазовых флуктуаций последних значительно превосходит величину фазовых флуктуаций мешающих отражений вследствие большей скорости перемещения целей.

2. Методы селекции сигналов от движущихся целей

Одним из важнейших параметров современных радиолокационных станций является помехозащищенность, характеризуемая степенью надежности обнаружения целей станцией при наличии естественных и искусственных радиопомех.

Широкое развитие средств борьбы с радиолокацией потребовало, с одной стороны, значительного усложнения аппаратуры радиолокационных станций — введения в ее состав различного рода помехозащитных устройств, с другой стороны, разработки организационно-тактических мероприятий по боевому применению радиолокационных станций.

К основным организационно-тактическим мероприятиям, по мнению зарубежных специалистов, относятся:

— комплексное использование радиолокационных станций, работающих на разных несущих частотах;

— четкое взаимодействие боевых расчетов радиолокационных станций;

— высокая натренированность боевых расчетов в работе в условиях применения противником помех, умелое пользование эксплуатационными регулировками аппаратуры (яркость, усиление, компенсация фона и т. д.);

— смена рабочей волны в процессе сопровождения цели;

— скрытный режим работы радиолокационных станций (периодические кратковременные включения для определения координат целей).

Техническое решение проблемы защиты радиолокационных станций от помех имеет два основных направления:

— исключение попадания помех в приемный тракт радиолокатора;

— устранение мешающего действия помех, попавших в приемный тракт радиолокатора.

Для защиты приемного тракта радиолокационной станции от попадания в него помех используются следующие методы селекции сигналов: поляризационный, частотный, пространственный и др.

Помехи, попавшие в приемный тракт радиолокационной станции, могут:

— маскировать полезные сигналы вплоть до их полного пропадания (косвенное действие помехи);

— создавать добавочные изображения на экранах индикаторов или вызывать ложное срабатывание систем сопровождения целей (прямое действие помехи).

Основная причина потери полезных сигналов при отражениях от местных предметов, облаков, осадков и т. п. — перегрузка видеоусилителя или усилителя промежуточной частоты.

Для устранения влияния перегрузки приемника применяется один из следующих методов:

— использование усилителя промежуточной частоты с логарифмической амплитудной характеристикой;

— мгновенная автоматическая регулировка усиления;

— регулировка чувствительности приемника во времени (временная автоматическая регулировка усиления);

— автоматическое смещение рабочей точки детектора (схема смещения с балансным детектором).

Более сложной проблемой является выделение (селекция) полезных сигналов на фоне мешающих отражений путем подавления последних в приемно-индикаторном тракте радиолокационной станции.

Селекция полезных сигналов основана на различиях в структуре сигналов, отраженных от движущихся целей, и мешающих отражений.

Рассмотрим основные методы селекции движущихся целей.

Методы, основанные на использовании эффекта Допплера

Принцип действия большинства современных радиолокационных систем селекции движущихся целей основан на прямом или косвенном использовании эффекта Допплера, сущность которого заключается в изменении частоты сигнала, отраженного от движущегося объекта, относительно частоты сигнала, излученного передатчиком радиолокационной станции.

Поясним сущность эффекта Допплера применительно к радиолокации.

Передатчик радиолокационной станции излучает сигнал

$$u_1 = U_{m_1} \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \tag{1.14}$$

где u_1 — мгновенное значение излученного сигнала;
U_{m1} — амплитуда его;
ω_0 — частота колебаний передатчика;
φ_0 — начальная фаза колебаний передатчика.

В приемное устройство радиолокационной станции поступает отраженный от некоторого объекта сигнал

$$u_2 = U_{m_2} \sin[\omega_0 (t - t_з) + \varphi_0], \tag{1.15}$$

где u_2 — мгновенное значение отраженного сигнала;
U_{m2} — амплитуда его;
$t_з$ — время запаздывания отраженного сигнала относительно момента излучения.

$$t_з = \frac{2d}{c}, \tag{1.16}$$

где d — дальность объекта;

c — скорость распространения электромагнитной энергии.

Преобразуем выражение (1.15)

$$u_2 = U_{m_2} \sin\left(\omega_0 t - \frac{2d}{c}\,\omega_0 + \varphi_0\right). \qquad (1.17)$$

Введем обозначение $\frac{2d}{c} = \varphi_ц$. Величина $\varphi_ц$ характеризует изменение фазы сигнала.

В случае отражения от неподвижного объекта $\varphi_ц = \mathrm{const}$ изменения фазы сигнала во времени нет $\left(\frac{d\varphi_ц}{dt} = 0\right)$, следовательно, частота отраженного сигнала равна частоте излученного сигнала.

При отражении от движущейся цели $\varphi_ц = \mathrm{var}$, так как

$$d = d_0 \pm v_r t^*, \qquad (1.18)$$

где d_0 — некоторая начальная дальность обнаружения цели;

v_r — радиальная скорость перемещения цели относительно радиолокационной станции.

Следовательно, в этом случае

$$\varphi_ц = \frac{2(d_0 \pm v_r t)}{c}\,\omega_0 = \varphi_{ц_0} \pm \frac{2v_r t}{c}\,\omega_0, \qquad (1.19)$$

где $\varphi_{ц_0} = \frac{2d_0}{c}\,\omega_0$.

Полагая радиальную скорость перемещения цели неизменной во времени, получим:

$$\frac{d\varphi_ц}{dt} = \pm \frac{2v_r}{c}\,\omega_0. \qquad (1.20)$$

Величина $\pm \frac{2v_r}{c}\omega_0$, получившая название поправки Допплера или, иначе, частоты Допплера, характеризует изменение частоты сигнала, отраженного от движущейся цели.

---

* Знак в выражении (1.18) зависит от направления движения цели: „+" при движении от станции, „—" на станцию.

Действительно, преобразовав выражение (1.17) с учетом формулы (1.19) и введенного обозначения для поправки Допплера

$$\Omega_{д} = \pm \frac{2v_r}{c} \omega_0^*, \quad (1.21)$$

получим

$$u_2 = U_{m_2} \sin [(\omega_0 \mp \Omega_{д}) t - \varphi_{ц_0} + \varphi]. \quad (1.22)$$

Выражение (1.21) может быть представлено в несколько ином виде:

$$F_{д} = \pm \frac{2v_r}{\lambda_0}, \quad (1.23)$$

где λ_0 — длина волны излучаемых передатчиком радиолокационной станции сигналов.

Таким образом, мы убедились в следующем:

— в случае отражения от неподвижных объектов частота принимаемых сигналов равна частоте излученных сигналов;

— в случае отражения от движущихся целей частота принимаемых сигналов отличается от частоты излученных сигналов на величину поправки Допплера, которая зависит от радиальной скорости перемещения объектов относительно станции и от длины волны передатчика.

Перейдем к изложению сущности методов селекции движущихся целей, основанных на использовании эффекта Допплера.

Когерентный метод непрерывного излучения — один из самых простых методов селекции движущихся целей с использованием эффекта Допплера.

---

* Приведенный здесь вывод формулы для частотной поправки Допплера является приближенным. Строго говоря, величина смещения частоты сигнала вследствие эффекта Допплера равна

$$\Omega_{д} = \pm \frac{2v_r}{c \pm v_r} \omega_0.$$

Однако $c \gg v_r$, поэтому для практических расчетов вполне применимы приближенная формула (1.21) и ее варианты.

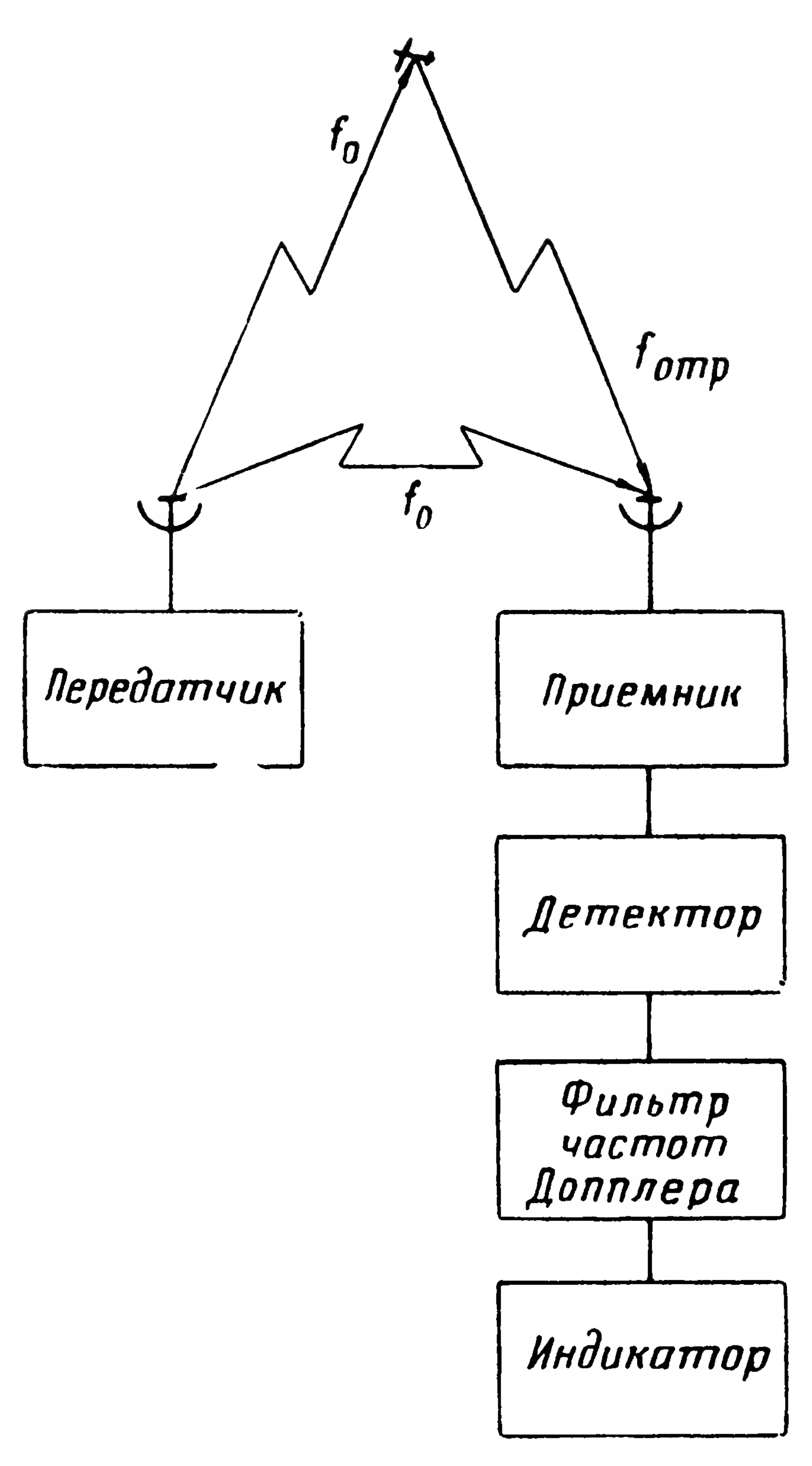


Рис. 7. Блок-схема радиолокационной системы селекции движущихся целей с непрерывным излучением

Примером радиолокационной системы селекции движущихся целей с непрерывным излучением может служить устройство, блок-схема которого приведена на рис. 7.

Передатчик радиолокационной станции работает в непрерывном режиме.

На вход приемного устройства поступают прямой сигнал передатчика радиолокационной станции (f_0) и сигналы, отраженные от находящихся в зоне облучения объектов ($f_{отр}$).

Эти сигналы после соответствующего усиления в приемнике подаются на детектор. При одновременном детектировании прямого и отраженного сигналов, в случае если цель перемещается относительно радиолокационной станции, в спектре сигнала на выходе детектора появятся комбинационные составляющие. Если же цель неподвижна, то таких составляющих не будет. Фильтр, стоящий после детектора, пропускает только разностную комбинационную составляющую спектра сигнала $|f_{отр} - f_0|$.

Полоса пропускания фильтра определяется диапазоном возможных для данной радиолокационной станции частот Допплера:

$$\Delta F_д = F_{д\,max} - F_{д\,min} = \frac{2}{\lambda_0}(v_{r\,max} - v_{r\,min}), \qquad (1.24)$$

где $v_{r\,max}$ и $v_{r\,min}$ — соответственно возможные максимальная и минимальная радиальные скорости перемещения целей относительно радиолокационной станции.

При $v_{r\,min} = 0$ выражение (1.24) принимает вид:

$$\Delta F_д = \frac{2v_{r\,max}}{\lambda_0}. \qquad (1.25)$$

В качестве индикаторов могут применяться телефоны, частотомеры, спектроанализаторы и т. п. Кроме того, сигнал разностной частоты может быть преобразован в постоянное напряжение, пропорциональное величине $|f_{отр} - f_0|$.

Описанная система селекции движущихся целей с непрерывным излучением позволяет решать следующие задачи:

— обнаружение движущихся целей и определение их радиальных скоростей перемещения;

— определение направления движения цели (на станцию или от станции), что достигается сдвигом нулевой частоты на некоторую величину; сдвиг может быть осуществлен расстройкой гетеродина приемника [1];

— определение направления на цель (азимута или угла места).

Система не обеспечивает полную информацию о целях — не представляется возможным определить дальность до них. Этот недостаток устраняется при использовании системы с двумя несущими частотами.

Двухчастотная радиолокационная станция состоит из двух одинаковых систем, работающих в непрерывном режиме на разных несущих частотах (f_1 и f_2). Блок-схема такой станции изображена на рис. 8.

Если в некоторый момент времени мгновенные значения фаз прямых сигналов передатчиков *I* и *II* равны

$$\varphi_1 = 2\pi f_1 t + \varphi_{01} \text{ и } \varphi_2 = 2\pi f_2 t + \varphi_{02} \qquad (1.26)$$

(φ_{01} и φ_{02} — начальные фазы сигналов), то фазы соответствующих им отраженных от движущейся цели сиг-

налов на входе детекторов приемников I и II могут быть представлены так:

$$\left.\begin{aligned} \varphi_1' &= 2\pi f_1\left(t - \frac{2d}{c}\right) + \varphi_{01}', \\ \varphi_2' &= 2\pi f_2\left(t - \frac{2d}{c}\right) + \varphi_{02}', \end{aligned}\right\} \qquad (1.27)$$

где φ_{01}' и φ_{02}' — начальные фазы сигналов с учетом возможных сдвигов в момент отражения и в цепях приемников.

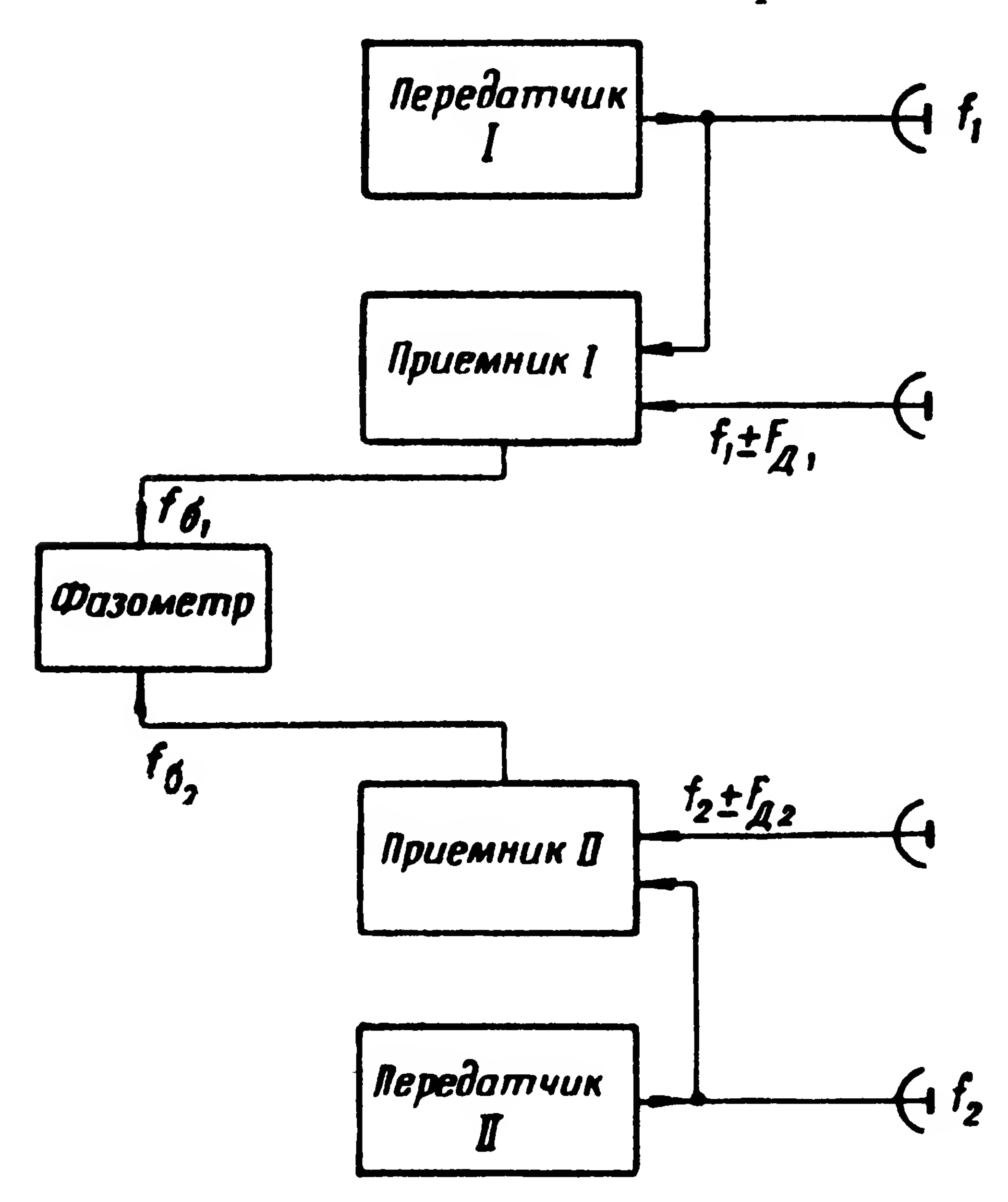


Рис. 8. Блок-схема двухчастотной радиолокационной станции

Выходными сигналами того и другого приемников являются колебания допплеровской частоты ($f_{б1} = F_{Д1}$ и $f_{б2} = F_{Д2}$) — результат биений прямого и отраженного сигналов. Мгновенные значения фаз этих колебаний равны

$$\varphi_{б1} = \varphi_1 - \varphi_1' = \frac{4\pi d}{c} f_1 + \varphi_{01} - \varphi_{01}'$$

и

$$\varphi_{б2} = \varphi_2 - \varphi_2' = \frac{4\pi d}{c} f_2 + \varphi_{02} - \varphi_{02}'.$$

В первом приближении можно считать $\varphi_{01} = \varphi_{01}'$ и $\varphi_{02} = \varphi_{02}'$.

С выхода приемников сигналы подаются на фазометр, который измеряет разность их фаз

$$\Delta\varphi_б \approx \frac{4\pi d}{c} (f_1 - f_2). \tag{1.28}$$

Величина $\frac{4\pi(f_1 - f_2)}{c}$ для данной радиолокационной станции постоянная. Следовательно, сдвиг фаз сигналов, принятых системами с разными несущими частотами, однозначно определяет дальность цели:

$$d \approx \frac{c}{4\pi (f_1 - f_2)} \Delta\varphi_б. \tag{1.29}$$

Недостатки двухчастотной системы непрерывного излучения — громоздкость конструкции и необходимость применения очень точных фазометров.

Основным принципиальным недостатком систем непрерывного излучения является большой уровень прямого сигнала передатчика на входе приемника (так называемого прямого сигнала утечки). Опасность большого уровня сигнала утечки заключается, во-первых, в возможности повреждения детектора, особенно кристаллического (в приемниках без УВЧ), во-вторых, в увеличении пороговой мощности, вызванной паразитной модуляцией сигнала передатчика.

Причинами появления паразитной амплитудной и фазовой модуляции прямого сигнала передатчика могут быть пульсации питающих напряжений, шумы генераторных ламп, микрофонный эффект и прочее.

Частоты паразитной модуляции прямого сигнала передатчика выделяются в детекторе приемника и оказывают мешающее воздействие, которое будет тем сильнее, чем сильнее сигнал утечки. Особенно опасны паразитные модуляционные частоты, лежащие в диапазоне измеряемых индикатором радиолокационной станции частот Допплера.

Основным способом уменьшения уровня прямого сигнала передатчика на входе приемника является применение отдельных передающей и приемной антенн, что позволяет снизить уровень сигнала утечки в 10^5—10^6 раз [1].

Для уменьшения коэффициента паразитной модуляции прямого сигнала передатчика применяют стабилизированные источники питания, специальную систему охлаждения, амортизацию генераторных ламп и т. д.

Когерентный метод непрерывного излучения широко используется в системах измерения скоростей ракет, снарядов, мин, в системах обнаружения наземных движущихся целей (танков, бронетранспортеров, автомобилей) и в радиовзрывателях.

Особенность когерентного метода непрерывного излучения — использование в качестве опорных колебаний прямого сигнала передатчика радиолокационной станции. Этот сигнал можно считать когерентным потому, что при стабильности его по частоте и амплитуде имеет место строгая связь по времени любой части сигнала с любой другой его частью. Отсюда происходит и название метода: когерентный метод непрерывного излучения.

Когерентно-импульсный метод. Сущность когерентно-импульсного метода заключается в сравнении фаз отраженных импульсных сигналов с фазой специальных когерентных колебаний, жестко связанных с моментом излучения импульсов передатчика радиолокационной станции.

Сравнение фаз сигналов осуществляется при помощи детектора приемного устройства радиолокационной станции.

На вход детектора подаются два сигнала:

— когерентные колебания

$$u_{кг} = U_{mкг} \sin(\omega_{кг} t + \varphi_{кг});$$

— отраженный сигнал

$$u_с = U_{mс} \sin\left[\omega_0\left(t - \frac{2d}{c}\right) + \varphi_0\right].$$

Напряжение на выходе линейного безынерционного детектора пропорционально амплитуде результирующего сигнала на его входе:

$$u_{вых.д} = K_д \sqrt{U_{mс}^2 + U_{mкг}^2 + 2U_{mс}U_{mкг}\cos\psi(t)}, \quad (1.30)$$

где $K_д$ — коэффициент передачи детектора;

$\psi(t) = (\omega_{кг} - \omega_0)t + \varphi_{кг} - \varphi_0 + \frac{2d}{c}\omega_0$ — фазовый угол между векторами $\bar{u}_{кг}$ и $\bar{u}_c$.

В когерентно-импульсных системах селекции движущихся целей частота когерентных колебаний берется равной частоте, на которой происходит сравнение фаз сигналов, т. е. $\omega_{кг} = \omega_0$, поэтому

$$\psi(t) = \varphi_{кг} - \varphi_0 + \frac{2d}{c}\omega_0. \tag{1.31}$$

Из выражения (1.30) видно, что если амплитуды отраженного сигнала и когерентных колебаний не изменяются во времени, то амплитуда выходных сигналов детектора зависит от функции $\psi(t)$.

При приеме сигналов от неподвижного объекта величина запаздывания отраженного сигнала относительно момента излучения импульса остается неизменной от периода к периоду повторения импульсов, т. е. $\frac{2d}{c}\omega_0 = \text{const}$. Следовательно, фазовый угол между векторами $\bar{u}_{кг}$ и $\bar{u}_c$ также не изменяется: $\psi(t) = \text{const}$. Поэтому амплитуды сигналов, отраженных от неподвижных объектов, имеют на выходе детектора в каждом отдельном случае вполне определенную и неизменную от периода к периоду повторения импульсов величину.

При приеме сигналов, отраженных от движущейся цели, величина $\frac{2d}{c}\omega_0$ изменяется от импульса к импульсу $\left(\frac{2d}{c}\omega_0 = \varphi_{ц_0} \pm \Omega_д t\right)$. Следовательно, изменяется и разность фаз $\psi(t)$:

$$\psi(t) = \varphi_р \pm \Omega_д t, \tag{1.32}$$

где $\varphi_р = \varphi_{кг} - \varphi_0 + \varphi_{ц0} = \text{const}$.

Это изменение разности фаз сравниваемых сигналов вызывает амплитудную модуляцию выходных сигналов детектора.

Определим характер этой модуляции при различных соотношениях амплитуд сигнала и когерентных колебаний.

1. Амплитуда когерентных колебаний намного превосходит амплитуду полезного сигнала ($U_{m\text{кг}} \gg U_{m\text{с}}$).

В этом случае выражение (1.30) можно значительно упростить:

$$u_{\text{вых.д}} = K_{\text{д}} U_{m\text{кг}} \sqrt{\frac{1}{m^2} + 1 + 2\frac{\cos \psi(t)}{m}},$$

где $m = \dfrac{U_{m\text{кг}}}{U_{m\text{с}}}$.

Пренебрегая величиной $\dfrac{1}{m^2}$ и учитывая, что $2\dfrac{\cos \psi(t)}{m}$ намного меньше единицы, получим

$$u_{\text{вых.д}} \approx K_{\text{д}} U_{m\text{кг}} \left[1 + \frac{\cos \psi(t)}{m}\right] =$$

$$= K_{\text{д}} U_{m\text{кг}} + K_{\text{д}} U_{m\text{с}} \cos \psi(t). \quad (1.33)$$

Величина $K_{\text{д}} U_{m\text{кг}}$ характеризует постоянную составляющую амплитудно-модулированной конечной последовательности импульсов на выходе детектора, а величина $K_{\text{д}} U_{m\text{с}} \cos \psi(t)$ — переменную составляющую этой последовательности.

На основании выражения (1.33) можно сделать вывод, что если амплитуда когерентных колебаний намного превосходит амплитуду сигналов, отраженных от движущейся цели, сигналы на выходе детектора оказываются промодулированными по амплитуде в соответствии с законом изменения функции $\cos \psi(t)$ (рис. 9,*а*). Частота амплитудной модуляции определяется величиной частотной поправки Допплера, а глубина модуляции зависит от соотношения амплитуд детектируемых напряжений.

2. Амплитуда когерентных колебаний достаточно мала по сравнению с полезным сигналом ($U_{m\text{кг}} \ll U_{m\text{с}}$).

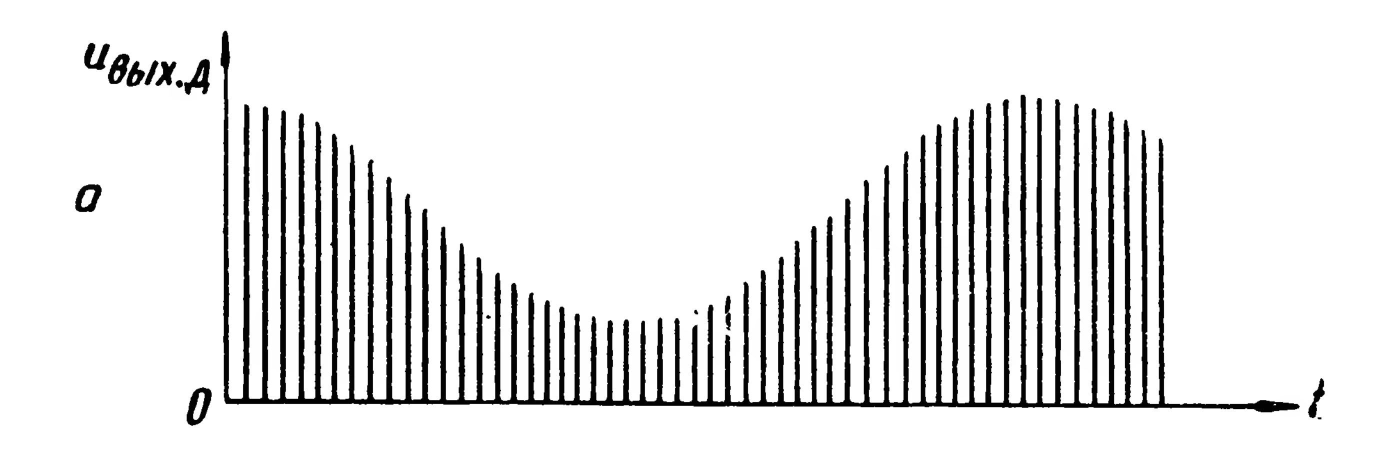
Преобразуем выражение (1.30):

$$u_{\text{вых.д}} = K_{\text{д}} U_{m\text{с}} \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \psi(t)}.$$

Пренебрегая величиной m^2 и учитывая, что $2m \cos\psi(t)$ значительно меньше единицы, получим

$$u_{\text{вых.д}} \approx K_{\text{д}} U_{m\text{с}}[1 + m \cos\psi(t)] = K_{\text{д}} U_{m\text{с}} + K_{\text{д}} U_{m\text{кг}} \cos\psi(t). \quad (1.34)$$

Из выражения (1.34) следует, что если амплитуда когерентных колебаний намного меньше амплитуды сигналов, отраженных от движущейся цели, выходные сигналы детектора, как и в предыдущем случае, оказываются промодулированными по амплитуде. Однако характер амплитудной модуляции сигналов в этом случае принципиально отличается от характера амплитудной модуляции при $U_{m\,\text{кг}} \gg U_{m\,\text{с}}$.



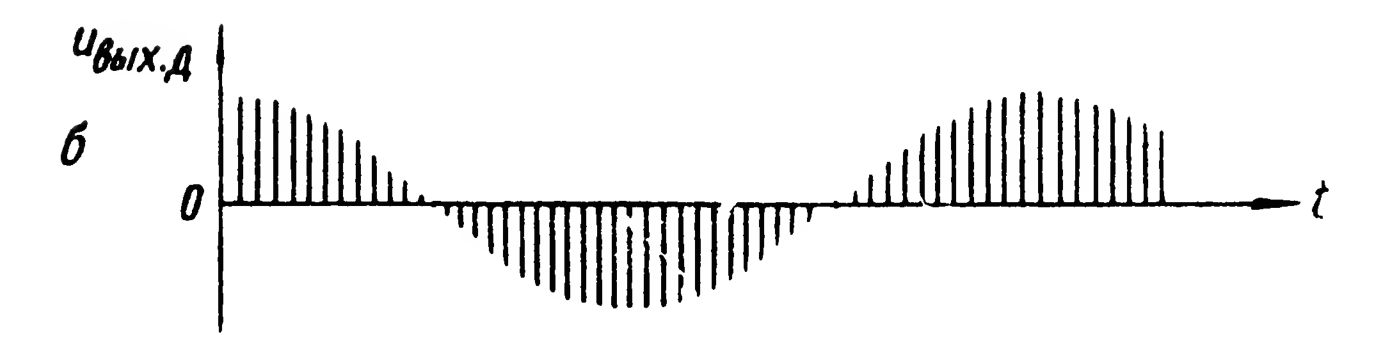


Рис. 9. Амплитудная модуляция выходных сигналов детектора:

а — при $U_{m\text{кг}} \gg U_{m\text{с}}$; *б* — при $U_{m\text{кг}} = U_{m\text{с}}$

При $U_{m\,\text{кг}} \gg U_{m\,\text{с}}$ переменная составляющая последовательности выходных импульсов детектора прямо пропорциональна амплитуде отраженных сигналов, тогда как при $U_{m\,\text{кг}} \ll U_{m\,\text{с}}$ она не зависит от амплитуды отраженных сигналов.

С точки зрения условий селекции сигналов движущихся целей первый случай ($U_{m\,\text{кг}} \gg U_{m\,\text{с}}$) более благоприятный.

3. Амплитуды отраженного сигнала и когерентных колебаний по величине сравнимы между собой.

Проведем незначительное преобразование выражения (1.30) и разложим его в биноминальный ряд:

$$u_{\text{вых.д}} = K_{\text{д}} \sqrt{U_{m\text{с}}^2 + U_{m\text{кг}}^2} \sqrt{1 + \frac{2U_{m\text{с}}U_{m\text{кг}} \cos\psi(t)}{U_{m\text{с}}^2 + U_{m\text{кг}}^2}} \approx$$

$$\approx K_{\text{д}} \sqrt{U_{m\text{с}}^2 + U_{m\text{кг}}^2} + K_{\text{д}} \frac{U_{m\text{с}}U_{m\text{кг}}}{\sqrt{U_{m\text{с}}^2 + U_{m\text{кг}}^2}} \cos\psi(t) +$$

$$+ K_{\text{д}} \frac{U_{m\text{с}}^2 U_{m\text{кг}}^2}{\sqrt{(U_{m\text{с}}^2 + U_{m\text{кг}}^2)^3}} \cos^2\psi(t) + \ldots \qquad (1.35)$$

Выражение (1.35) позволяет сделать вывод, что в общем случае последовательность импульсов, отраженных от движущейся цели, на выходе детектора оказывается амплитудно-промодулированной по некоторому сложному закону. При этом наибольшее влияние на глубину модуляции оказывает составляющая $K_{\text{д}} \frac{U_{m\text{с}}U_{m\text{кг}}}{\sqrt{U_{m\text{с}}^2 + U_{m\text{кг}}^2}} \cos\psi(t)$.

Наибольший интерес представляет частный случай равенства амплитуд сигнала и когерентных колебаний. Нетрудно убедиться, что в этом случае выражение (1.30) может быть приведено к такому виду:

$$u_{\text{вых.д}} = 2K_{\text{д}}U_{m0} \cos\frac{\psi(t)}{2}. \qquad (1.36)$$

Выражение (1.36) показывает, что при $U_{m\,\text{с}} = U_{m\,\text{кг}}$ отраженные от движущейся цели сигналы на выходе детектора представляют собой двуполярную амплитудно-модулированную последовательность импульсов, не содержащую постоянной составляющей (рис. 9, *б*).

Амплитудная модуляция сигналов, отраженных от движущихся целей, возникающая в результате одновре-

Зак. 1062

менного детектирования полезных сигналов и когерентных колебаний, используется для селекции движущихся целей. Характер этой модуляции, как было установлено выше, определяется законом изменения величины $\cos \psi(t)$, т. е. зависит от частоты Допплера. Однако это не означает, что последовательность видеоимпульсов на выходе детектора всегда промодулирована по амплитуде частотой Допплера. Частота огибающей видеоимпульсов зависит от частоты Допплера по пилообразному закону

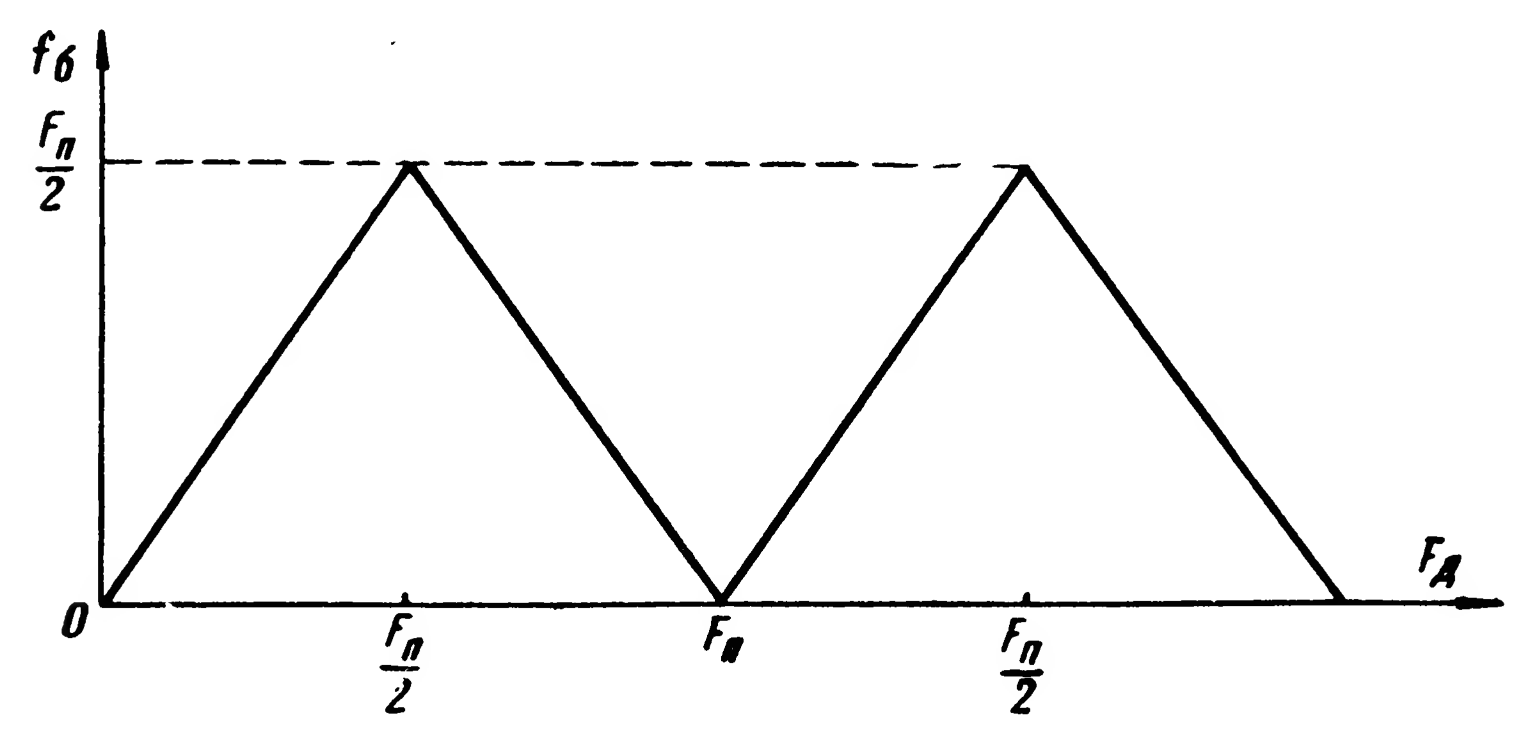


Рис. 10. Зависимость частоты огибающей видеоимпульсов от частоты Допплера

(рис. 10). Это явление называется стробоскопическим эффектом.

Причину возникновения этого эффекта в когерентно-импульсных системах селекции движущихся целей легко уяснить, рассмотрев характер изменения функции $\cos \psi(t)$ от импульса к импульсу «пачки» отраженных от движущейся цели сигналов:

$$\cos \psi(t) = \cos [\Omega_д T_п (N-1)] = \cos \left[2\pi \frac{F_д}{F_п} (N-1) \right], \quad (1.37)$$

где N — номер рассматриваемого импульса «пачки»;
$T_п$ и $F_п$ — соответственно период и частота повторения импульсов.

Из выражения (1.37) видно, что $\cos \psi(t) = 1$ при $\psi(t) = n\pi$, где $n = 0, 1, 2, 3...$ Следовательно, частота огибающей видеоимпульсов на выходе детектора ($F_б$) будет равна частоте Допплера только до тех пор, пока

$F_д \leqslant \frac{F_п}{2}$. При бо́льших значениях $F_д$ проявляется стробоскопический эффект. Временны́е диаграммы, приведенные на рис. 11, поясняют сущность этого явления графически.

Рис. 11. Сущность стробоскопического эффекта

На экранах индикаторов с амплитудной отметкой сигналы от движущихся целей пульсируют по амплитуде и имеют вследствие этого характерный заштрихованный

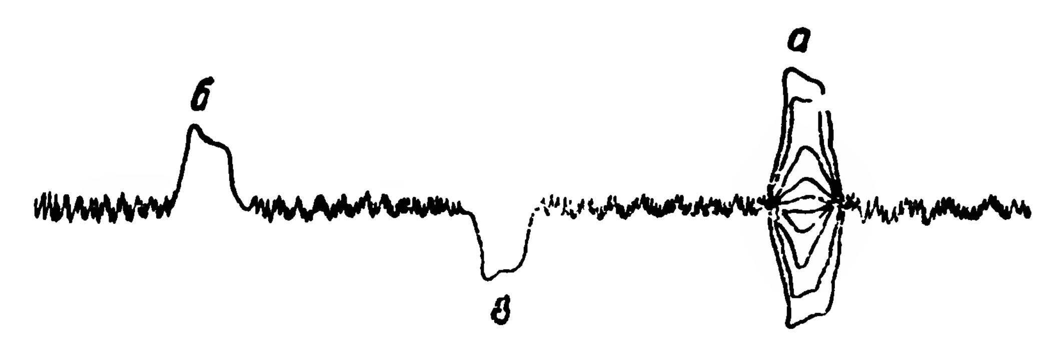


Рис. 12. Отметки сигналов на экране индикатора:

а — от движущейся цели; *б* и *в* — от неподвижных объектов

вид (рис. 12, *а*), тогда как сигналы от неподвижных объектов имеют устойчивую амплитуду (рис. 12, *б* и *в*).

Однако при некоторых значениях радиальных скоростей целей амплитудная модуляция выходных сигналов детектора отсутствует. Такое явление наблюдается, когда фаза отраженных сигналов претерпевает за каждый период повторения импульсов изменение на величину $n2\pi$, где $n = 0, 1, 2, 3...$ В результате разность фаз когерентного напряжения и отраженного от движущейся цели сигнала в каждом цикле работы станции остается одной и той же.

Найдем математическое выражение для таких радиальных скоростей целей, получивших название «слепых».

Сдвиг фазы сигнала, отраженного от движущейся цели, за период повторения можно считать равным

$$\Delta\varphi = \frac{d\varphi_{ц}}{dt} T_{п} = \frac{2v_r}{c} \omega_0 T_{п}. \quad (1.38)$$

«Слепые» скорости появляются при $\Delta\varphi = n2\pi$, где $n = 0, 1, 2, 3...$ Откуда

$$v_{r сл} = n \frac{\pi c}{\omega_0 T_{п}} = n \frac{\lambda_0}{2T_{п}}. \quad (1.39)$$

Один из основных недостатков когерентно-импульсных систем заключается в том, что они не могут обнаружить цели, движущиеся со скоростями, близкими к «слепым». Указанный недостаток может быть устранен, как это следует из выражения (1.39), изменением несущей частоты передатчика или периода повторения импульсов. Первый путь сопряжен с серьезными техническими трудностями, останавливаться на которых нет необходимости, так как они общеизвестны. Второй путь проще. Поэтому в качестве меры борьбы со «слепыми» скоростями целей применяют, как правило, переменную частоту повторения импульсов передатчика.

В настоящее время разработано и практически осуществлено несколько вариантов когерентно-импульсных систем селекции движущихся целей. Анализу принципов их построения и работы посвящена следующая глава.

Метод сравнения применим только в импульсных радиолокационных станциях. Сущность метода заключается в сравнении положений сигналов, отраженных от

одной и той же цели, через некоторый промежуток времени. Величина этого промежутка определяется минимальной скоростью движения цели, разрешающей способностью станции по координатам, стабильностью частоты повторения импульсов передатчика (если сравнение происходит через период или несколько периодов повторения импульсов) или стабильностью периода вращения антенны (если сравнение происходит через период или несколько периодов вращения антенны).

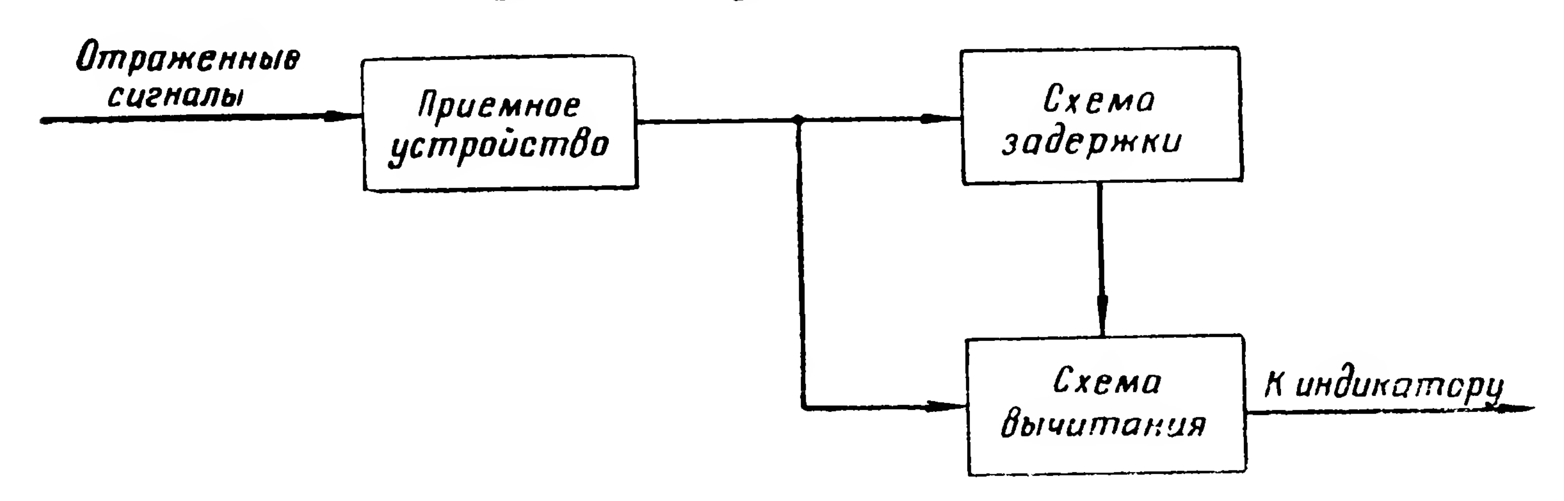


Рис. 13. Упрощенная блок-схема устройства, позволяющего сравнивать отраженные сигналы через определенный промежуток времени

Метод сравнения основан также на использовании эффекта Допплера, но по огибающей или функции модуляции сигнала.

На рис. 13 приведена упрощенная блок-схема устройства, позволяющего сравнивать отраженные сигналы через определенный промежуток времени, а на рис. 14 показаны временные диаграммы, поясняющие принцип работы этого устройства. На диаграммах рис. 14, *а* и *б* изображены сигналы от неподвижного объекта (импульс *1*) и движущихся целей (импульсы *2* и *3*) в двух соседних периодах сравнения. Диаграмма рис. 14, *в* дает представление о результате сравнения отраженных сигналов.

Очевидно, что для успешной селекции сигналов движущихся целей необходимо, чтобы они перемещались за время сравнения на величину, соизмеримую с длительностью импульса передатчика радиолокационной станции. При современных скоростях самолетов (около 300 *м/сек*) и длительности импульса, равной 1 *мксек*, время сравнения должно составлять 0,1—0,2 *сек*. Если при таких условиях сравнивать сигналы через период повторения импульсов, то требуемая частота повторе-

ния импульсов будет очень низкой, что, безусловно, скажется на ухудшении тактико-технических данных радиолокационной станции. Поэтому целесообразно сравнивать положения отраженных сигналов через период вращения антенны. Однако при этом возникают трудности, связанные с необходимостью обеспечить большое время задержки сигналов и высокую стабильность скорости вращения антенны.

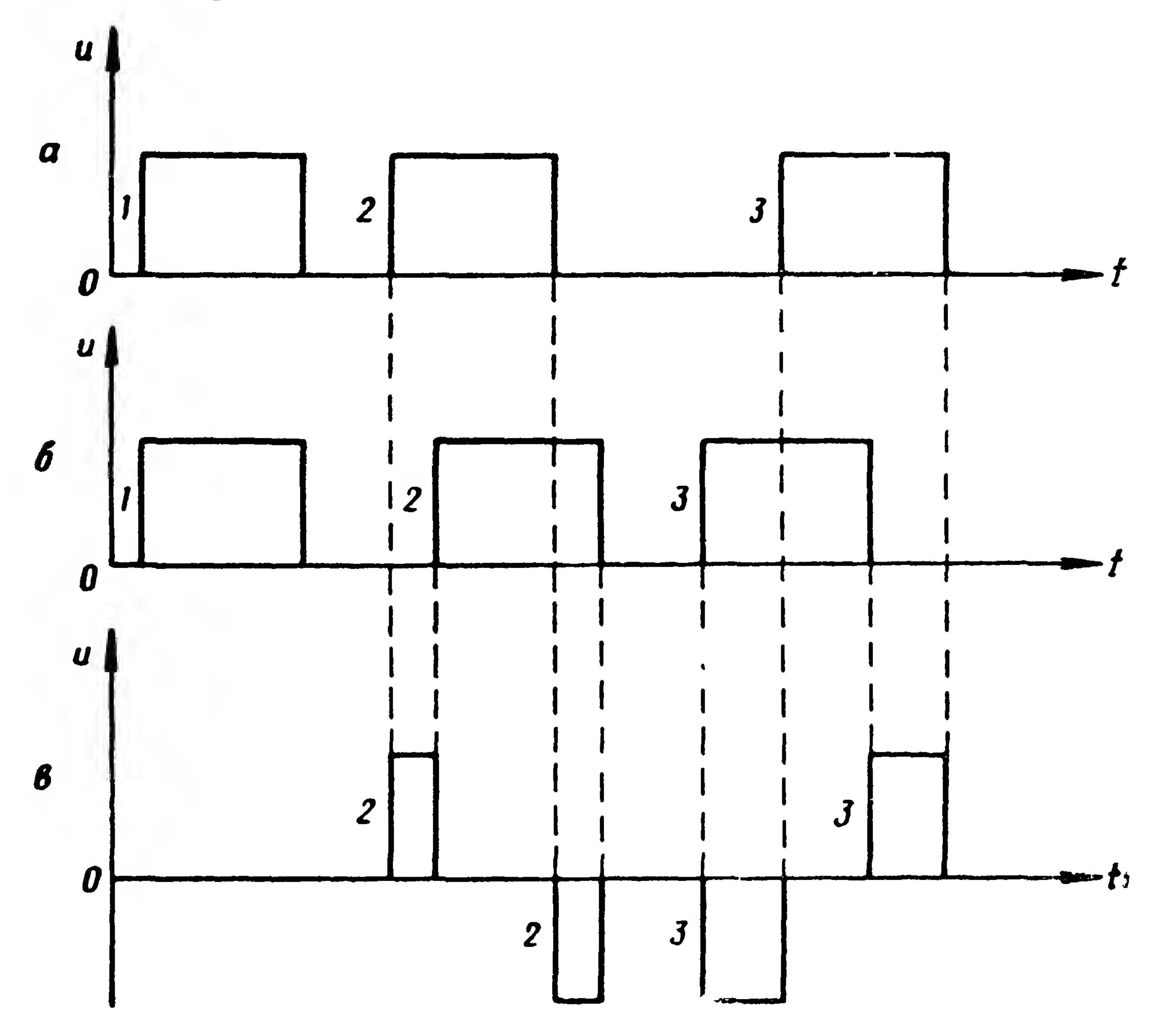


Рис. 14. Временны́е диаграммы, поясняющие работу устройства для сравнения отраженных сигналов:

а и *б* — положение импульсов от неподвижного объекта (*1*) и движущихся целей (*2* и *3*) в двух смежных циклах работы станции; *в* — результат сравнения отраженных сигналов

Нарушение равенства времени задержки (периода сравнения) сигналов периоду вращения антенны приводит к появлению на индикаторе нескомпенсированных остаточных сигналов от неподвижных объектов (на рис. 15 на примере индикатора дальности с однополярным сигналом поясняется образование нескомпенсированного остаточного сигнала от неподвижного объекта).

Протяженность нескомпенсированного остаточного сигнала от неподвижного объекта ($l_{неск}$) можно определить по формуле

$$l_{неск} = v_р (T_з - T_А),$$

где $v_р$ — скорость развертки луча индикатора;
$T_з$ — время задержки сигналов;
$T_А$ — период вращения антенны.

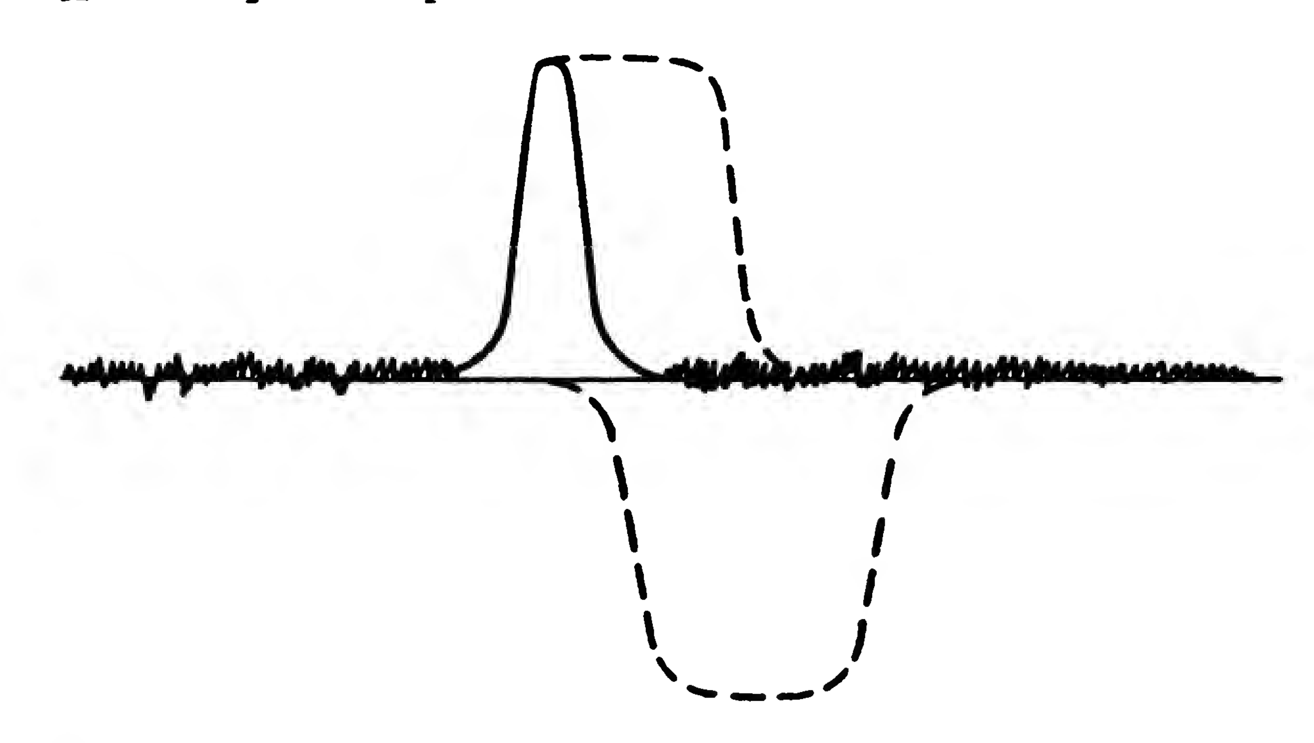


Рис. 15. Образование нескомпенсированного остаточного сигнала от неподвижного объекта

Работа системы селекции движущихся целей может быть признана удовлетворительной при условии, что протяженность нескомпенсированного остаточного сигнала от неподвижных объектов значительно меньше протяженности отметок движущихся целей при наиболее вероятных скоростях их движения:

$$l_{неск} \ll l_ц,$$

где $l_ц$ — протяженность отметки движущейся цели.

Величина требуемой точности выполнения равенства времени задержки сигналов периоду вращения антенны имеет порядок 10^{-11}.

В качестве задерживающих устройств могут применяться ультразвуковые линии и потенциалоскопы. Последние при небольших габаритах способны обеспечить значительное время задержки, тогда как ультразвуковые линии получаются громоздкими и неудобными в эксплуатации.

Применение метода сравнения ограничивается необходимостью высокой разрешающей способности радиолока-

ционной станции по координатам, что практически не всегда выполнимо (особенно в метровом диапазоне волн).

Некоторые другие методы селекции движущихся целей

Методы, использующие побочные эффекты движения целей. Сигналы движущихся целей могут быть выделены на экранах индикаторов радиолокационной станции по характерному мерцанию их с небольшой частотой. Мерцание сигналов, отраженных от движущейся цели, обусловлено двумя причинами: изрезанностью диаграммы рассеяния цели и вторичным допплеровским эффектом.

Во время движения цели непрерывно изменяется ее ориентация относительно радиолокационной станции. Поэтому при большой изрезанности диаграммы рассеяния цели амплитуда отраженных от нее сигналов претерпевает сильные непериодические изменения.

Явление вторичного допплеровского эффекта заключается в том, что различные части цели имеют неодинаковые радиальные скорости перемещения относительно радиолокационной станции и поэтому отраженным от них сигналам соответствуют различные по величине частотные поправки Допплера; в результате на детекторе приемника возникают биения различных частот Допплера. Эти биения приводят к низкочастотным изменениям амплитуд сигналов, отраженных от движущейся цели.

Метод цветовой селекции. Сущность метода заключается в использовании в качестве индикаторов электронно-лучевых трубок с несколькими слоями люминофора, характер возбуждения и цвет свечения которых различен: одни слои возбуждаются под действием каждого приходящего отраженного импульса и светятся определенным цветом, другие возбуждаются только под действием некоторого сравнительно большого числа импульсов и светятся другим цветом.

Метод эффективен в случае селекции движущихся целей на фоне отражений от отдельных местных предметов, а также в случае неплотной постановки пассивных помех (типа «ложные цели»). Считается, что при плотной постановке пассивных помех метод совершенно не оправдывает себя.

Технология изготовления многослойных электроннолучевых трубок очень сложная.

Глава II

КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ СИСТЕМЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

1. Анализ спектров отраженных сигналов

Одна из важнейших характеристик любого радиосигнала — спектральная характеристика, определяющая частотное распределение сигнала. Знание спектральной характеристики позволяет сформулировать основные требования к параметрам различных узлов радиолокационной станции (полоса пропускания, равномерность частотной и линейность фазовой характеристик в пределах полосы пропускания и т. д.).

Спектральные характеристики периодических сигналов, с которыми чаще всего приходится иметь дело в радиолокации, представляют собой в общем случае комплексные функции частоты. Модуль спектральной характеристики определяет амплитуды гармонических составляющих сигнала, а аргумент — их фазы.

Проанализируем спектральный состав отраженных сигналов на выходе детектора приемника когерентно-импульсной радиолокационной станции.

Сигналы, отраженные от неподвижных объектов, в идеальном случае представляют собой на выходе детектора последовательность видеоимпульсов равной амплитуды с периодом повторения $T_п$.

Спектр бесконечной немодулированной последовательности видеоимпульсов (рис. 16, *а*) описывается следующим выражением:

$$S(\omega) = A \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\omega\tau_и}{2}}{\frac{k\omega\tau_и}{2}}, \tag{2.1}$$

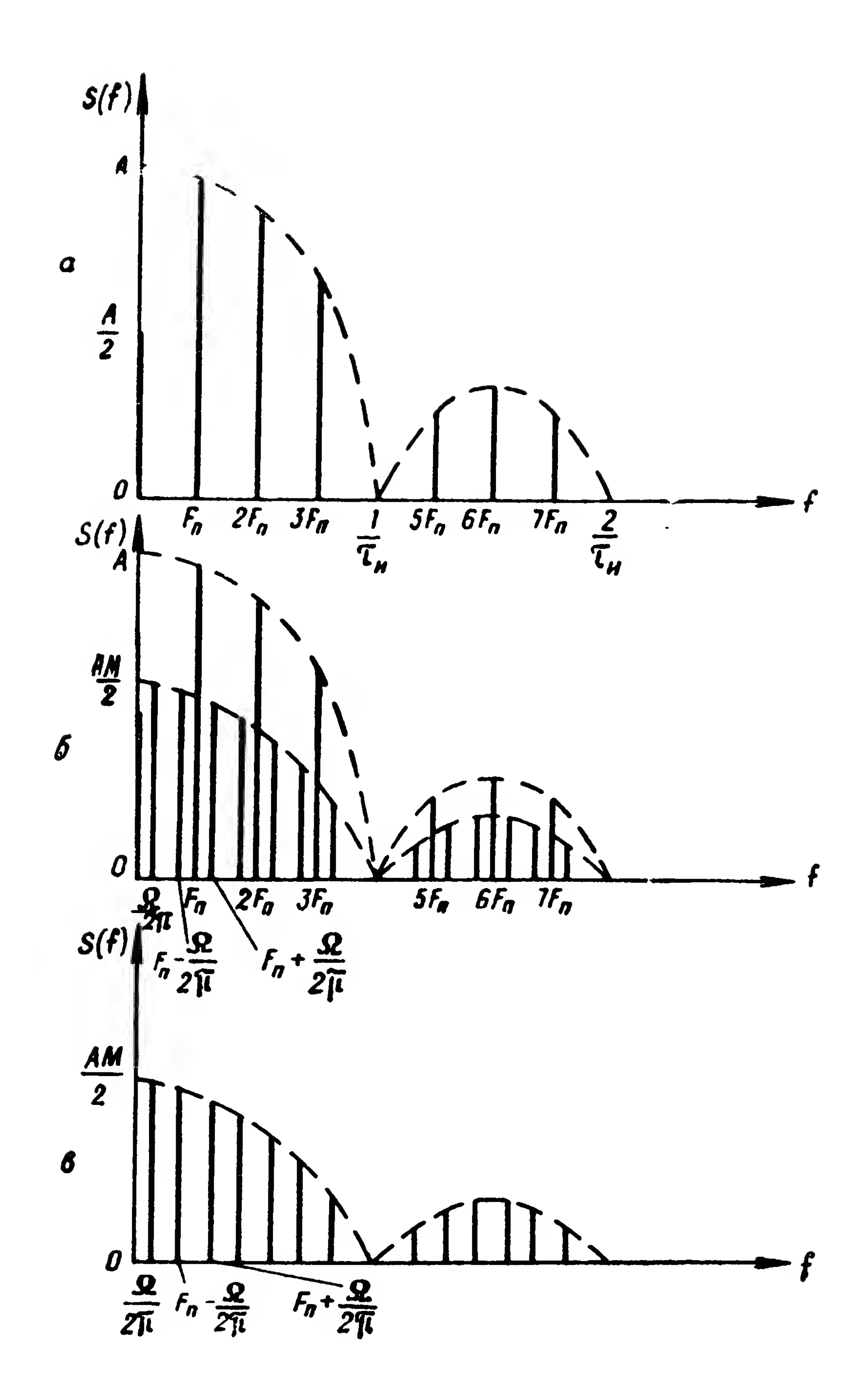


Рис. 16. Спектры различных сигналов:

а — спектр бесконечной немодулированной последовательности видеоимпульсов; *б* — спектр амплитудно-модулированной последовательности видеоимпульсов при наличии постоянной составляющей; *в* — спектр амплитудно-модулированной последовательности видеоимпульсов при отсутствии постоянной составляющей

где $A = \frac{E\tau_и}{\pi}$ (здесь E — амплитуда импульса);

k — номер гармонической составляющей;

$\tau_и$ — длительность импульса.

Сигналы, отраженные от движущихся целей, на выходе детектора приемника когерентно-импульсной ра-

диолокационной станции представляют собой амплитудно-модулированную последовательность видеоимпульсов. Закон амплитудной модуляции видеоимпульсов в общем случае можно считать гармоническим.

Спектр амплитудно-модулированной последовательности видеоимпульсов может быть представлен одним из следующих выражений.

При наличии постоянной составляющей (рис. 16, *б*):

$$S(\omega)=A\sum_{k=0}^{\infty}\frac{\sin\frac{k\omega\tau_и}{2}}{\frac{k\omega\tau_и}{2}}+$$

$$+\frac{AM}{2}\sum_{k=0}^{\infty}\left\{\frac{\sin\left[(k\omega+\Omega)\frac{\tau_и}{2}\right]}{(k\omega+\Omega)\frac{\tau_и}{2}}+\frac{\sin\left[(k\omega-\Omega)\frac{\tau_и}{2}\right]}{(k\omega-\Omega)\frac{\tau_и}{2}}\right\}. \quad (2.2)$$

При отсутствии постоянной составляющей (рис. 16, *в*):

$$S(\omega)=\frac{AM}{2}\sum_{k=0}^{\infty}\left\{\frac{\sin\left[(k\omega+\Omega)\frac{\tau_и}{2}\right]}{(k\omega+\Omega)\frac{\tau_и}{2}}+\frac{\sin\left[(k\omega-\Omega)\frac{\tau_и}{2}\right]}{(k\omega-\Omega)\frac{\tau_и}{2}}\right\}. \quad (2.3)$$

В этих формулах M — коэффициент амплитудной модуляции;

Ω — частота модуляции.

Проанализировав формулы (2.1), (2.2) и (2.3), можно сделать следующие выводы:

— спектр сигналов, отраженных от неподвижного объекта, подобен спектру излученных сигналов;

— амплитудная модуляция отраженных от движущейся цели сигналов, возникающая на выходе детектора приемника, вызывает изменение спектрального состава отраженных сигналов (в спектре появляются составляющие частоты модуляции);

— соотношение амплитуд составляющих частоты модуляции и частоты повторения зависит от глубины амплитудной модуляции последовательности видеоимпульсов;

— при отсутствии постоянной составляющей амплитудно-модулированной последовательности видеоимпульсов спектр отраженных сигналов состоит только из составляющих частоты модуляции и не содержит составляющих частоты повторения.

В действительности на вход радиолокационного приемника от каждого отражающего объекта поступает конечное число отраженных импульсов, так как современные радиолокационные станции, как правило, работают в режиме обзора пространства. Радиолокационный обзор окружающего пространства (или местности) достигается вращением достаточно узкой диаграммы направленности антенны ($\beta_0 \ll 2\pi$, где β_0 — ширина диаграммы направленности) с некоторой угловой скоростью $\Omega_А$. В результате этого в течение каждого оборота антенны на вход приемника радиолокационной станции от каждой цели, находящейся в зоне облучения, поступают конечные последовательности отраженных импульсных сигналов.

Число импульсов N в последовательности определяется параметрами радиолокационной станции и размерами отражающего объекта.

При поперечных размерах цели ($l_т$), меньших угловой разрешающей способности станции ($d\beta_0 > l_т$),

$$N = \frac{F_п \beta_0}{\Omega_А \cdot 360^\circ}. \qquad (2.4)$$

При поперечных размерах цели, превышающих угловую разрешающую способность станции ($d\beta_0 < l_т$),

$$N = \frac{F_п l_т}{2\pi d\, \Omega_А}. \qquad (2.5)$$

Спектры отраженных сигналов, представляющих собой конечные последовательности импульсов, отличаются от спектров, описываемых формулами (2.1), (2.2) и (2.3).

Спектр немодулированной конечной последовательности видеоимпульсов может быть представлен так:

$$S_N(\omega) = A \frac{\sin \frac{\omega \tau_и}{2}}{\frac{\omega \tau_и}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{N \omega T_п}{2}}{\sin \frac{\omega T_п}{2}} \qquad (2.6)$$

или

$$S_N(\omega) = A \sin\frac{\omega\tau_и}{2}\left\{1 + 2\sum_{k=1}^{2N-1}\cos k\omega T_п\right\}, \qquad (2.7)$$

где N — число импульсов последовательности;
k — номер гармонической составляющей.

Спектр амплитудно-модулированной конечной последовательности видеоимпульсов определяется по формуле

$$S_N(\omega) = A\frac{\sin\frac{\omega\tau_и}{2}}{\frac{\omega\tau_и}{2}} +$$

$$+ \frac{AM}{2\tau_и}\sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}}\left\{\frac{\sin\left[(k\omega + \Omega)\left(kT_п + \frac{\tau_и}{2}\right)\right]}{\omega + \Omega} + \frac{\sin\left[(k\omega - \Omega)\left(kT_п + \frac{\tau_и}{2}\right)\right]}{\omega - \Omega}\right\}. \qquad (2.8)$$

Уменьшение числа импульсов последовательности вызывает расширение областей концентрации энергии в спектре: спектр из линейчатого превращается в «лепестковый».

Спектры реальных отраженных сигналов значительно сложнее по составу, чем спектры (2.6) и (2.7), по следующим причинам:

— «пачка» отраженных сигналов на входе приемника оказывается дважды промодулированной по амплитуде диаграммой направленности антенны (при передаче и при приеме);

— амплитуды спектральных составляющих при отражении уменьшаются непропорционально, так как эффективная отражающая поверхность цели зависит от частоты электромагнитных колебаний;

— при отражении изменяются фазы спектральных составляющих, причем сдвиг фазы зависит от дальности цели и частоты составляющей;

— эффективная отражающая поверхность цели изменяется во времени, что приводит к появлению новых боковых полос в спектре отраженного сигнала;

— при размерах цели, превышающих разрешающую способность станции по дальности, происходит транс-

формация спектра сигнала, так как длительность отраженных импульсов больше длительности излученных.

Однако для уяснения принципа действия когерентно-импульсных систем селекции движущихся целей и принципов подавления мешающих отражений с достаточной степенью точности можно оперировать приведенными выше формулами для спектров отраженных сигналов.

2. Когерентно-импульсные системы малой скважности

Получение информации о дальности цели в когерентно-импульсных радиолокаторах с непрерывным излучением достигается за счет значительного усложнения их

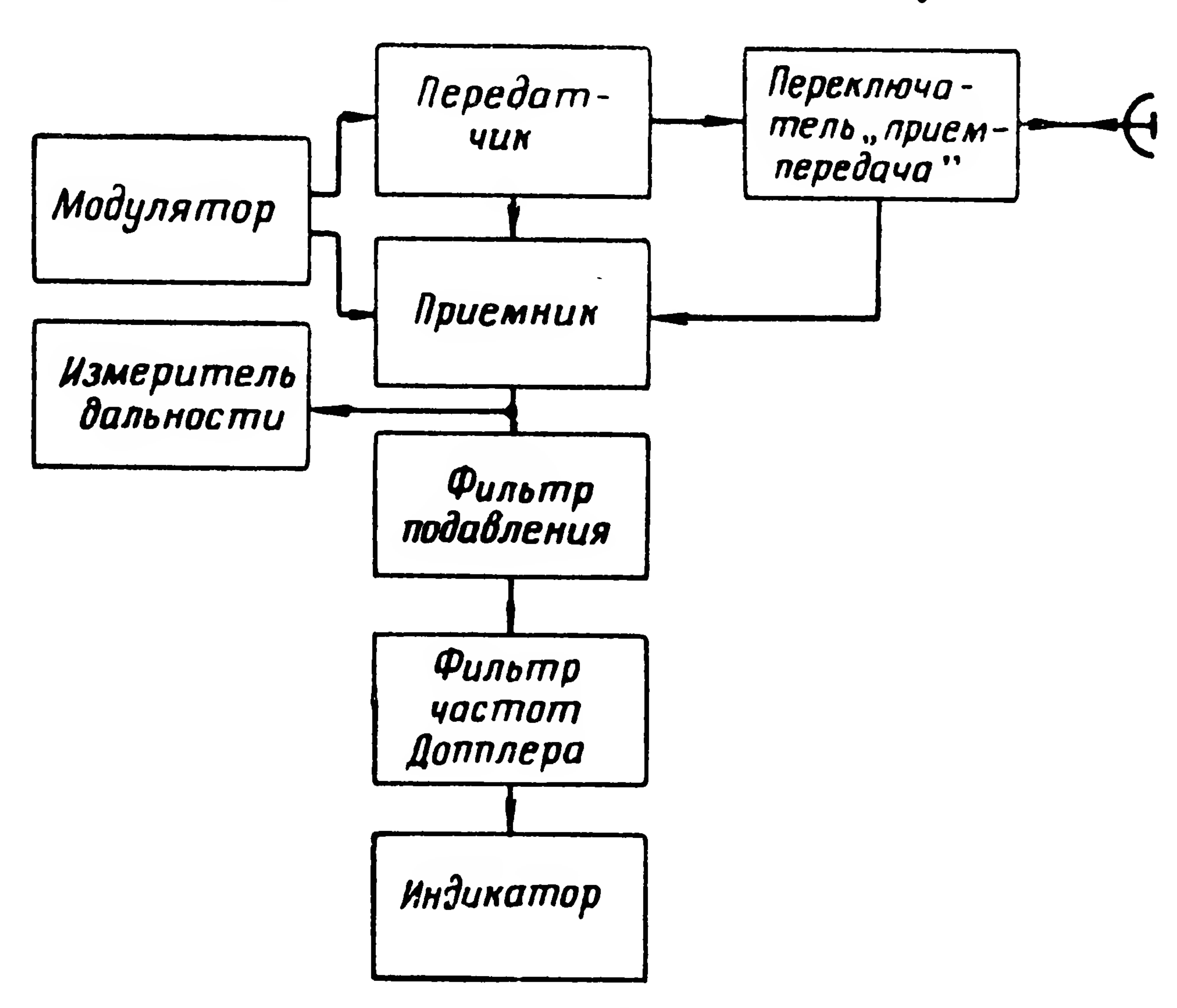


Рис. 17. Упрощенная блок-схема одного из вариантов когерентно-импульсных систем малой скважности

конструкции. Однако эта информация может быть обеспечена более простым способом, если разделить во времени работу передающего и приемного устройств радиолокационной станции. Системы, построенные по такому принципу, получили название когерентно-импульсных систем малой скважности. На рис. 17 приведена упрощенная блок-схема одного из вариантов когерентно-импульсных систем малой скважности.

Модулятор попеременно включает передатчик и приемник на одинаковое время $\frac{T_п}{2}$. Следовательно, длительность излучаемых импульсов будет равна $\frac{T_п}{2}$ (рис. 18, *а*). Отраженные сигналы на входе приемника будут иметь такую же длительность $\frac{T_п}{2}$ (рис. 18, *б*).

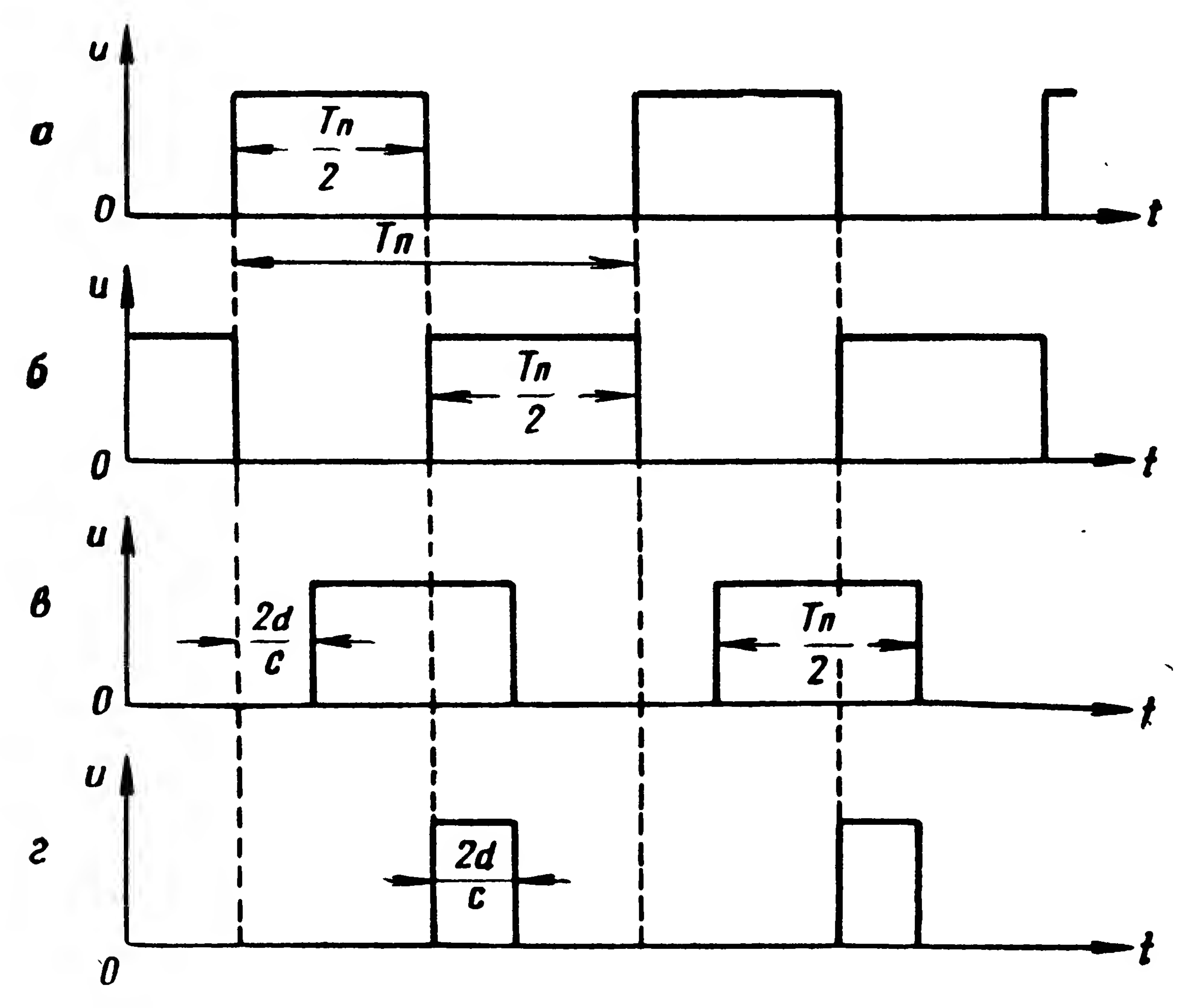


Рис. 18. Временны́е диаграммы, поясняющие работу когерентно-импульсной системы малой скважности

Вследствие того что приемник отпирается периодически на время $\frac{T_п}{2}$, отраженные сигналы на выходе его оказываются укороченными на величину $\frac{T_п}{2} - \frac{2d}{c}$ (рис. 18, *в*).

Длительность выходных сигналов приемника (рис. 18, *г*)

$$\tau_{и_{вых}} = \frac{2d}{c}, \tag{2.9}$$

где d — дальность цели;
c — скорость распространения электромагнитной энергии.

Таким образом, по длительности выходных сигналов приемника можно судить о дальностях целей. Для этого

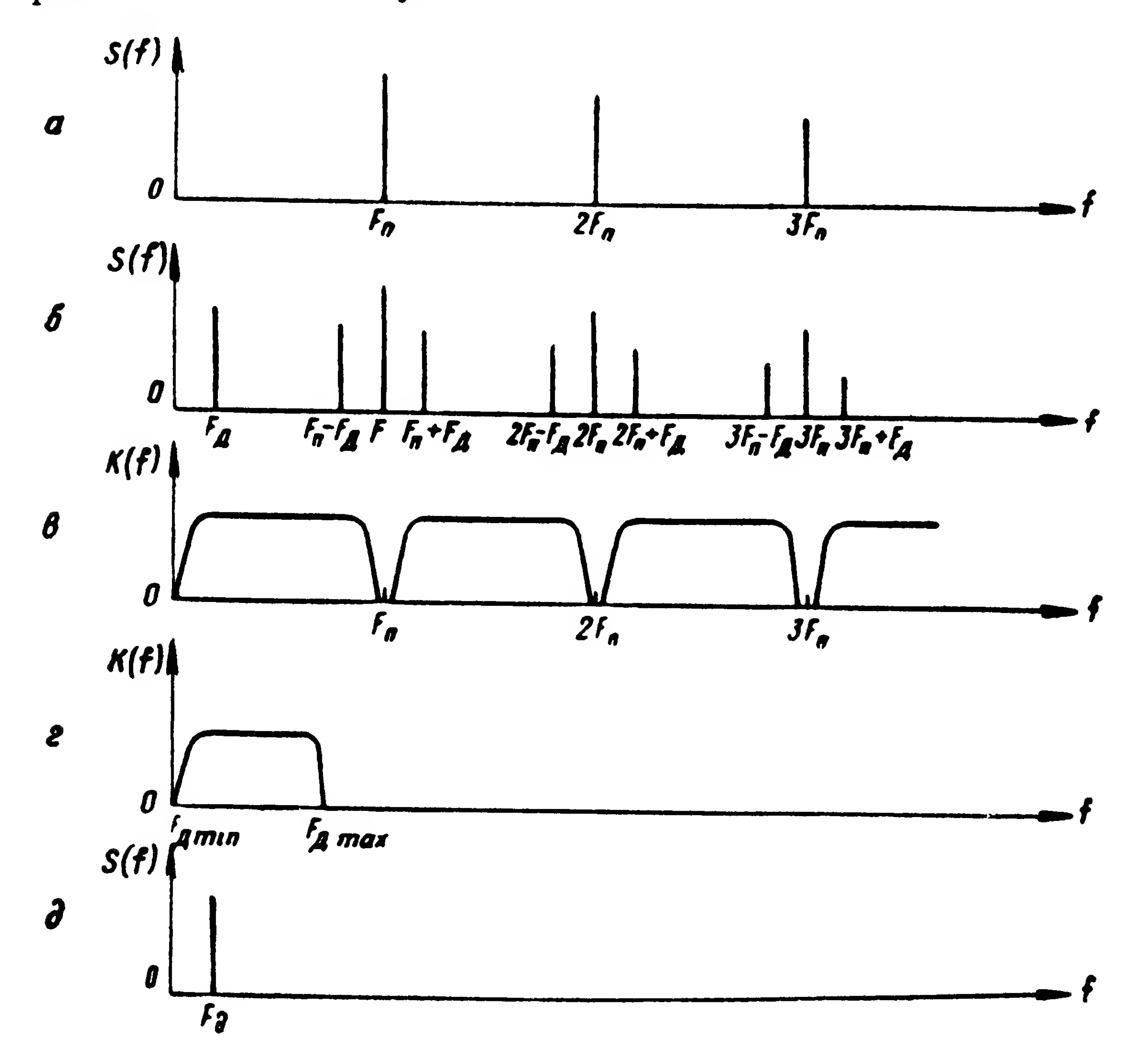


Рис. 19. Принцип селекции сигналов, отраженных от движущихся целей:

а — спектральный состав выходных сигналов детектора при отражении от неподвижного объекта; *б* — спектральный состав выходных сигналов при отражении от движущейся цели; *в* — амплитудно-частотная характеристика гребенчатого фильтра подавления; *г* — частотная характеристика фильтра частот Допплера; *д* — сигнал, поступающий на вход индикаторного устройства

достаточно иметь специальный индикатор с быстрой разверткой и шкалой, проградуированной в километрах (измеритель дальности).

Селекция сигналов, отраженных от движущихся целей, осуществляется следующим образом. При помощи детектора приемного устройства отраженные сигналы

сравниваются по фазе с высокочастотными колебаниями передатчика, которые используются в качестве когерентных.

Спектральный состав выходных сигналов детектора при отражении от неподвижного объекта показан на рис. 19, *а*, при отражении от движущейся цели — на рис. 19, *б*.

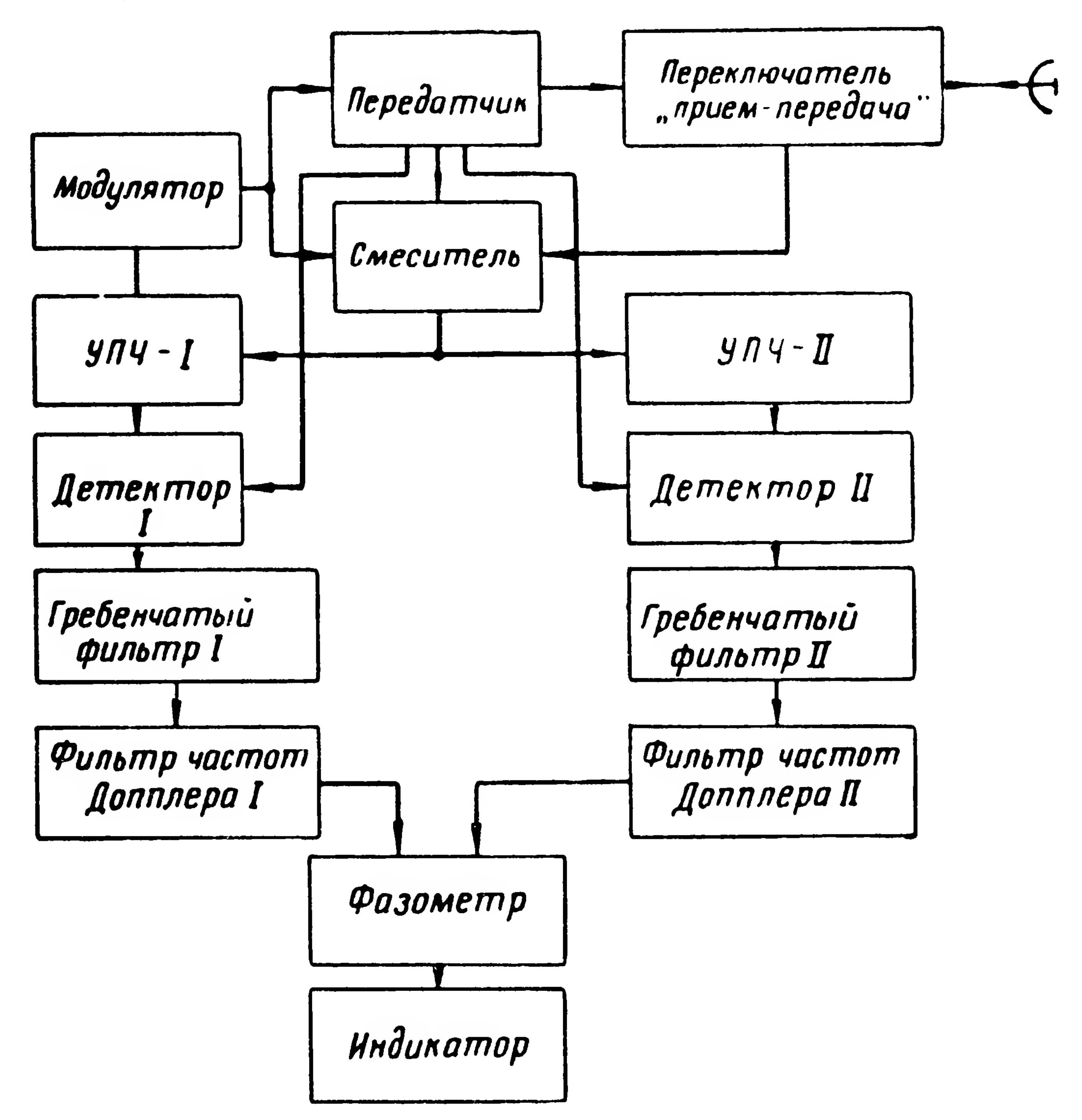


Рис. 20. Блок-схема варианта двухканальной когерентно-импульсной системы малой скважности, в которой дальность цели определяется методом разности двух частот

Чтобы избавиться от сигналов, отраженных от неподвижных объектов, необходимо подавить все спектральные составляющие, кратные частоте повторения импульсов. Для этой цели после детектора включается специальный гребенчатый фильтр подавления, амплитудно-частотная характеристика которого изображена на рис. 19, *в*. Отфильтрованные составляющие сигналов,

отраженных от движущихся целей, поступают на фильтр частот Допплера, полоса пропускания которого соответствует диапазону возможных скоростей движения целей (рис. 19, *г*). Таким образом, на индикаторное устройство попадают только сигналы от движущихся целей (рис. 19, *д*).

Описанный вариант когерентно-импульсной системы малой скважности обладает существенным недостатком — нет возможности одновременно определять дальности нескольких целей. Кроме того, метод измерения дальности, примененный здесь, далеко несовершенный.

Более удобен другой вариант когерентно-импульсной системы малой скважности, в которой дальность цели определяется методом разности двух частот (см. гл. 1). Отраженные сигналы проходят в такой системе через два независимых приемных канала взаимно расстроенных на величину частоты повторения (рис. 20). Каждый из этих каналов аналогичен приемнику описанной выше когерентно-импульсной системы малой скважности. Заведомо введенная расстройка приемных каналов позволяет определять дальности целей при помощи фазометра.

Недостатки этой системы:

— громоздкость конструкции, обусловленная необходимостью иметь два приемных канала;

— сложность настройки двух взаимно расстроенных каналов усиления отраженных сигналов;

— недостаточно высокая точность определения дальности целей.

В когерентно-импульсной системе малой скважности, блок-схема которой приведена на рис. 21, используется тот же принцип определения дальности, что и в предыдущем варианте системы малой скважности. Конструктивно же система выглядит намного проще.

Отраженные от движущейся цели сигналы (спектр этих сигналов показан на рис. 22, *а*) поступают на гребенчатый фильтр, который подавляет все составляющие, кратные частоте повторения импульсов. Амплитудно-частотная характеристика гребенчатого фильтра подавления представлена на рис. 22, *б*. Первый фильтр низкой частоты (амплитудно-частотная характеристика фильтра изображена на рис. 22, *в*) предназначен для выделе-

ния из спектра сигнала частот $F_д$ и $F_п - F_д$ (рис. 22, *г*). Спектральные составляющие $F_д$ и $F_п - F_д$ подаются на второй детектор, где образуется целый ряд комбинационных частот $nF_п \pm mF_д$ (рис. 22, *д*). Второй фильтр

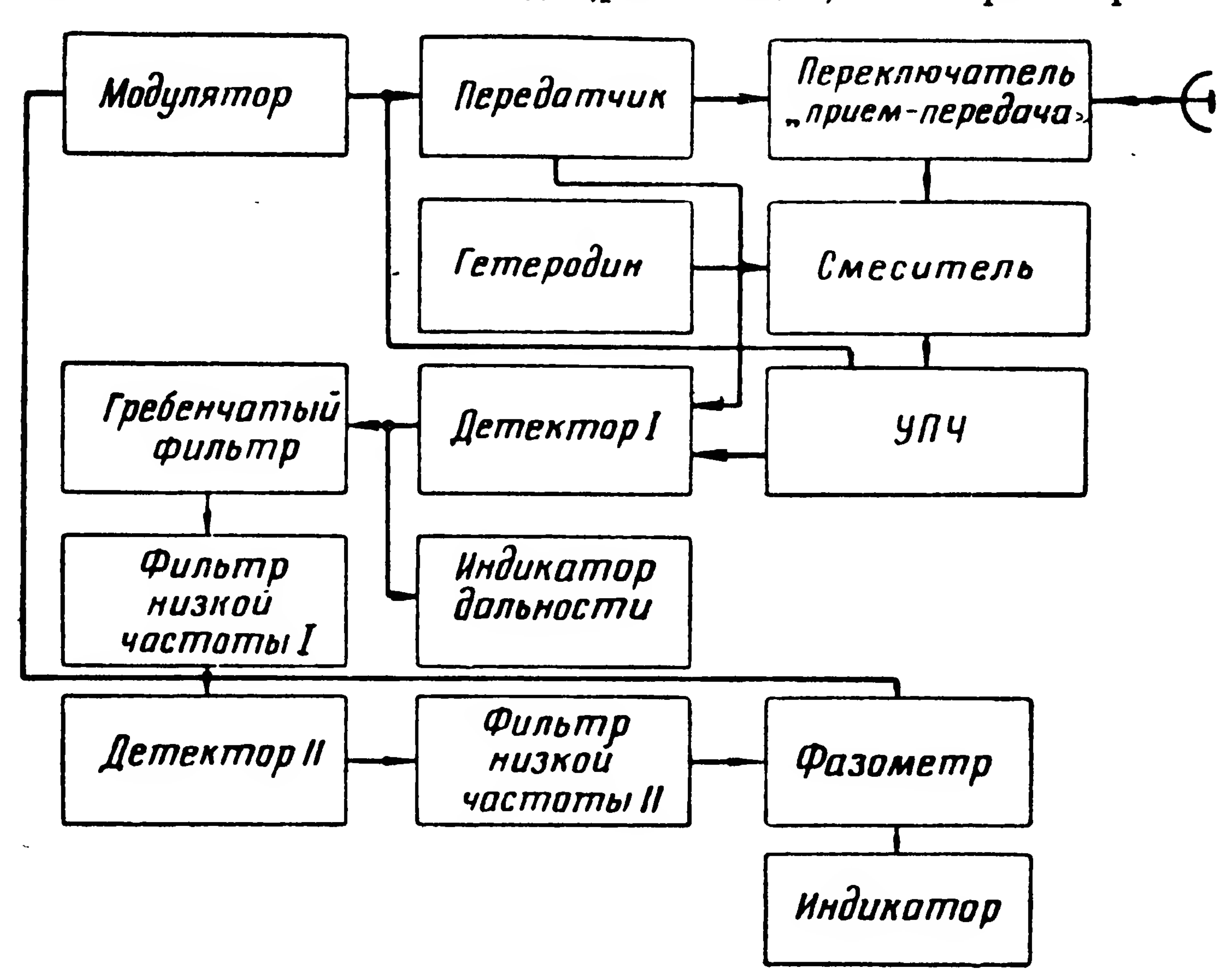


Рис. 21. Блок-схема варианта одноканальной когерентно-импульсной системы малой скважности, в которой дальность цели определяется методом разности двух частот

низкой частоты, амплитудно-частотная характеристика которого изображена на рис. 22, *е*, пропускает только составляющую частоты повторения (рис. 22, *ж*), которая затем подается на фазометр. Туда же поступает напряжение опорной частоты $F_п$ от модулятора. По разности фаз этих напряжений можно оценить дальность цели. Очевидно, что удовлетворительная работа данной системы возможна только при условии, что $F_п > F_д$.

Описанные системы малой скважности не обладают разрешающей способностью по дальности, что является их серьезным недостатком.

В заключение остановимся на некоторых технических требованиях, предъявляемых к основным узлам когерентно-импульсных систем малой скважности.

При использовании высокочастотных колебаний передатчика в качестве когерентных колебаний необходимо, чтобы они имели высокую стабильность не только по частоте, но и по амплитуде.

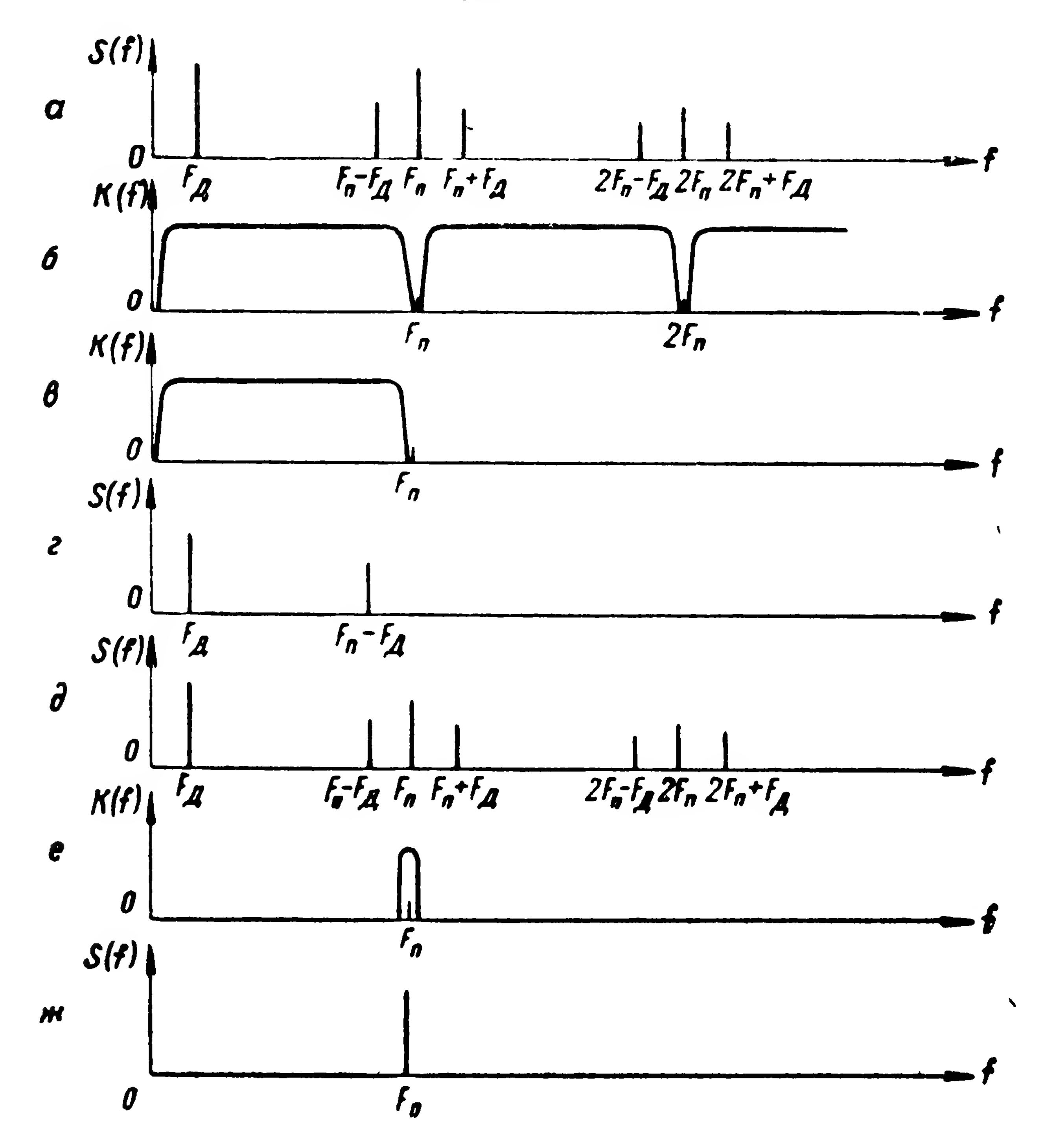


Рис. 22. Принцип селекции сигналов, отраженных от движущихся целей, в когерентно-импульсной системе, блок-схема которой изображена на рис. 21:

а — спектр отраженных от движущейся цели сигналов; *б* — амплитудно-частотная характеристика гребенчатого фильтра подавления; *в* — амплитудно-частотная характеристика первого фильтра низкой частоты; *г* — спектр сигналов на выходе первого фильтра низкой частоты; *д* — спектр сигналов на выходе второго детектора; *е* — амплитудно-частотная характеристика второго фильтра низкой частоты; *ж* — сигнал на выходе второго фильтра низкой частоты

Действительно, в случае паразитной модуляции высокочастотных колебаний передатчика детектор приемника выделяет частоты паразитной модуляции, затрудняющие селекцию полезных сигналов. Мешающее действие частот паразитной модуляции невелико, если они

лежат вне полосы пропускания фильтра частот Допплера; если же частоты паразитной модуляции находятся в пределах этой полосы, то появятся сигналы «ложных целей», засоряющие экран индикатора.

Применение гребенчатых фильтров в качестве средств подавления мешающих отражений обусловливает жесткие требования к стабильности частоты повторения импульсов.

Наиболее рационально применять гребенчатые фильтры с полосами подавления, равными ширине спектра помехи $\Delta f_п$. В этом случае требование к стабильности частоты повторения импульсов количественно может быть выражено следующим условием:

$$\frac{\Delta F_п}{F_п} < \frac{\Delta f_п}{n F_п}, \qquad (2.10)$$

где n — номер составляющей частоты повторения импульсов;

$\Delta F_п$ — допустимая абсолютная нестабильность частоты повторения импульсов.

Из теории режекторных фильтров известно, что удовлетворительное подавление сигналов, отраженных от неподвижных объектов, обеспечивается при подавлении всех спектральных составляющих частоты повторения импульсов вплоть до составляющей, номер которой равен

$$n = \frac{1}{F_п \tau_и}. \qquad (2.11)$$

Очевидно, что, чем выше число спектральных составляющих сигнала, подлежащих подавлению, тем сложнее будет конструкция гребенчатого фильтра. Из этих соображений целесообразно применять гребенчатые фильтры с подавлением небольшого числа спектральных составляющих. Следовательно, передатчик радиолокационной станции должен работать длинными импульсами.

В когерентно-импульсных системах малой скважности, как правило, используется фазометрический способ измерения дальности целей. Несмотря на невысокую точность современных фазометров, для получения удовлетворительных результатов при определении дально-

стей целей требуется обеспечить довольно высокое постоянство несущей частоты передатчика радиолокационной станции (порядка 10^{-10}).

При всех своих недостатках когерентно-импульсные системы малой скважности обладают одним бесспорно ценным свойством — хорошим качеством подавления мешающих отражений (90 — 100 *дб*).

3. Когерентно-импульсные системы с внешней когерентностью

В когерентно-импульсных системах селекции движущихся целей с внешней когерентностью в качестве опорных колебаний используются сигналы, отраженные от неподвижных объектов.

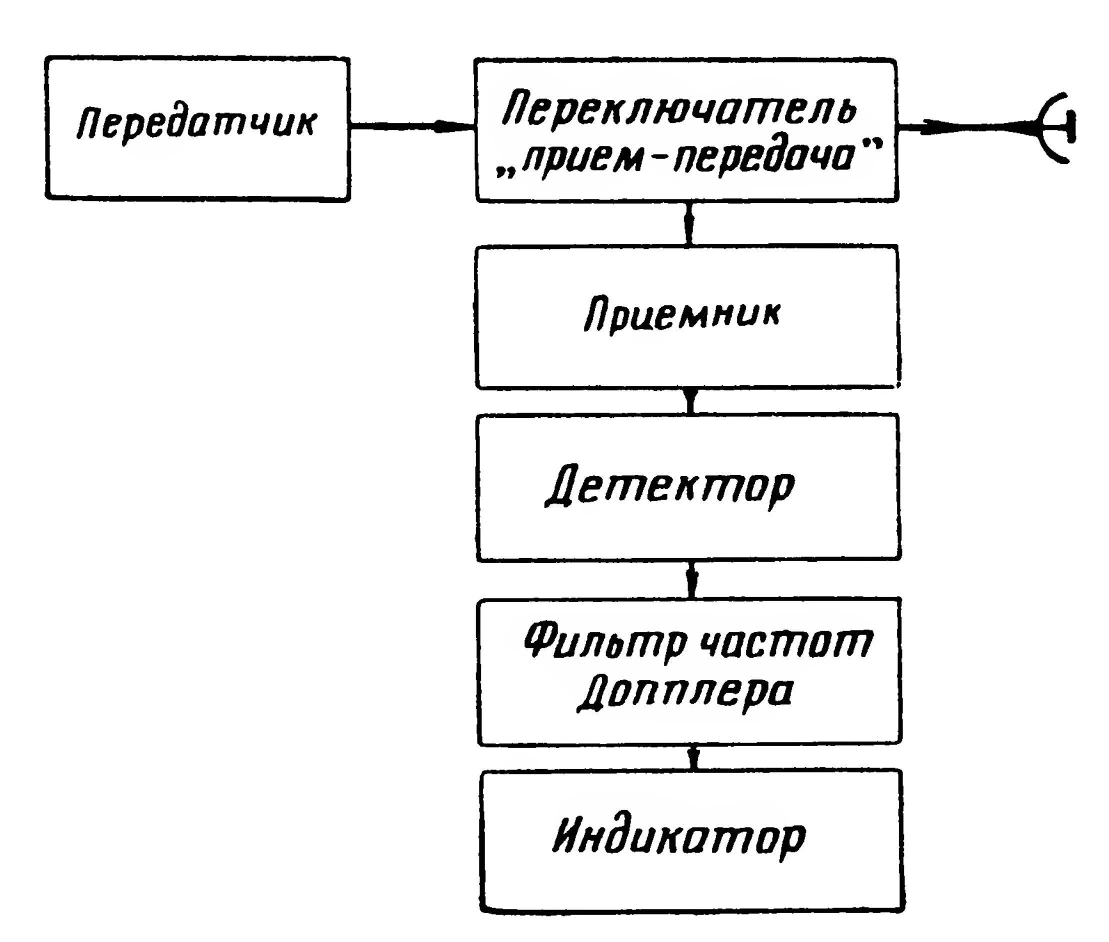


Рис. 23. Блок-схема когерентно-импульсной системы селекции движущихся целей с внешней когерентностью

Системы с внешней когерентностью принципиально подобны обычным импульсным радиолокаторам и отличаются от них лишь наличием в приемно-индикаторном тракте фильтра частот Допплера (рис. 23).

Необходимым условием удовлетворительной селекции движущихся целей в системах с внешней когерентностью является одновременность поступления в приемное устройство сигналов двух видов:

— сигнала, отраженного от движущейся цели:

$$u_{дц} = U_{mдц} \sin\left[\omega_0 t - \frac{2(d_0 \pm v_r t)}{c}\omega_0 + \varphi_0\right] =$$

$$= U_{mдц} \sin\left[\omega_0 t - \frac{2d_0}{c}\omega_0 \mp \Omega_д t + \varphi_0\right]; \qquad (2.12)$$

— сигнала, отраженного от неподвижного объекта:

$$u_{но} = U_{mно} \sin\left(\omega_0 t - \frac{2d_{но}}{c}\omega_0 + \varphi_0\right). \qquad (2.13)$$

Разность фаз этих сигналов изменяется от периода к периоду повторения импульсов, так как фаза сигналов, отраженных от движущейся цели, постоянно меняется, а фаза сигналов от неподвижных объектов остается неизменной.

На выходе детектора приемника возникают биения

$$u_б = U_{mб} \sin\left[\pm\Omega_д t - \left(\frac{2d_{но}}{c} - \frac{2d_0}{c}\right)\omega_0\right]. \qquad (2.14)$$

Нетрудно убедиться, что разность $\left(\frac{2d_{но}}{c} - \frac{2d_0}{c}\right)\omega_0$ — величина постоянная для данных отражающих объектов. Введем обозначение $\frac{2(d_{но} - d_0)}{c}\omega_0 = \psi_{б_0}$. Тогда выражение (2.14) примет следующий вид:

$$u_б = U_{mб} \sin(\pm\Omega_д t - \psi_{б_0}). \qquad (2.15)$$

Таким образом, сигналы, отраженные от движущейся цели, на выходе приемника когерентно-импульсной системы с внешней когерентностью представляют собой амплитудно-модулированную последовательность импульсов. На индикаторе с амплитудной отметкой сигналы от движущихся целей будут пульсирующими и иметь вид, подобный изображенному на рис. 12, *а*.

В когерентно-импульсных системах с внешней когерентностью не требуется вводить в приемник прямой сигнал передатчика. Роль опорных колебаний выполняют в них, как указывалось ранее, отраженные от неподвижных объектов сигналы, которые можно считать когерентными.

Неподвижность отражающего объекта — понятие весьма условное. Например, складки земной поверхно-

сти покрыты различного рода растительностью, которая под действием перемещающихся потоков воздуха находится в постоянном движении. Вследствие этого в спектре сигналов, отраженных от холмов, возвышенностей и т. п., появляется ряд дополнительных составляющих. Сигналы от «неподвижных» отражающих объектов выглядят на экране индикатора пульсирующими по амплитуде, т. е. имеют в той или иной степени «заштрихованный» вид, что приводит к ухудшению условий селекции сигналов от движущихся целей.

В системах с внешней когерентностью не предъявляются жесткие требования к стабильности частоты местного гетеродина приемника, так как нестабильность его частоты в одинаковой степени влияет на изменение частот любых отраженных сигналов (как от неподвижных объектов, так и от движущихся целей). Зато довольно жесткие требования предъявляются к стабильности несущей частоты передатчика. Даже незначительная разница между частотой в начале и частотой в конце импульса передатчика приводит к появлению на выходе детектора приемника паразитных биений, создающих ложный эффект «перемещения» неподвижных отражающих объектов.

Существенное преимущество когерентно-импульсных систем с внешней когерентностью — простота конструкции. Однако необходимость иметь отражения от неподвижных объектов в пределах всей зоны обзора — непременное условие удовлетворительной работы этих систем — значительно ограничивает область их применения.

Принцип внешней когерентности используется в некоторых типах подвижных радиолокационных систем. При расположении радиолокационной станции на движущемся объекте (самолете, корабле и т. д.) неподвижные относительно земной поверхности цели становятся «движущимися» относительно станции. При этом радиальные скорости «перемещения» этих целей относительно радиолокационной станции различны, что усложняет проблему компенсации эффекта их «движения». В системах с внешней когерентностью нет необходимости компенсировать эффект «движения» неподвижных отражающих объектов относительно радиолокационной станции, так как получаемые в результате движения радиолока-

тора дополнительные фазовые приращения одинаковы как для сигналов, отраженных от движущихся целей, так и для сигналов, отраженных от неподвижных объектов:

$$\Delta\varphi_{\text{дв}} = \frac{2v_{r\,\text{ст}}t}{c}\,\omega_0, \qquad (2.16)$$

где $\Delta\varphi_{\text{дв}}$ — приращение фазы, обусловленное движением радиолокационной станции;

$v_{r\,\text{ст}}$ — радиальная скорость движения радиолокационной станции.

Когерентно-импульсные системы с внешней когерентностью могут быть использованы также в качестве средств обнаружения низко летящих самолетов, подвижных наземных целей и т. п.

4. Когерентно-импульсные системы с внутренней когерентностью

При проектировании когерентно-импульсных систем селекции движущихся целей необходимо учитывать два противоречивых требования. С одной стороны, чтобы в качестве опорного сигнала можно было использовать высокочастотный импульс передатчика, длительность последнего должна перекрывать требуемую дальность действия радиолокационной станции. С другой стороны, чтобы радиолокационная станция обладала высокой разрешающей способностью по дальности, длительность импульса передатчика должна быть небольшой.

Оба эти требования могут быть удовлетворены, если в состав аппаратуры когерентно-импульсной станции включить в качестве источника опорного сигнала специальный генератор, колебания которого жестко связаны с высокочастотными колебаниями передатчика, работающего короткими импульсами. Такой генератор получил название когерентного гетеродина.

«Привязка» колебаний когерентного гетеродина к высокочастотным колебаниям передатчика осуществляется в начале каждого периода повторения импульсов во время существования радиоимпульса передатчика. Процесс «привязки» называется фазированием когерентного гетеродина. Сущность фазирования когерентного гетеродина заключается в навязывании его колебаниям частоты и фазы высокочастотных колебаний передатчика.

Поясним физически механизм фазирования когерентного гетеродина на примере одноконтурного автогенератора с трансформаторной обратной связью (рис. 24).

Фазирующий импульс передатчика подается в сеточную цепь автогенератора последовательно. В отсутствие фазирующего напряжения когерентный гетеродин генерирует колебания частотой $\omega_{\text{кг}}$, равной несущей частоте

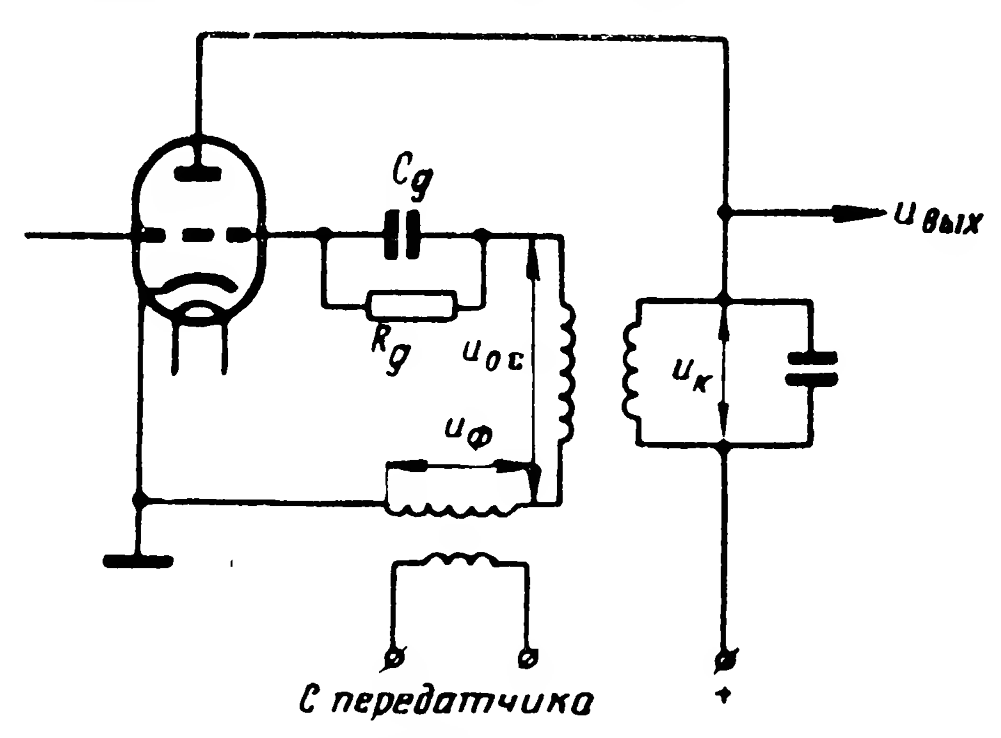


Рис. 24. Принципиальная схема одноконтурного автогенератора с трансформаторной обратной связью

передатчика: $u_{\text{кг}} = U_{m\,\text{кг}} \sin (\omega_{\text{кг}} t + \varphi_{\text{кг}})$. При этом напряжение на контуре $\bar{u}_{\text{к}}$ совпадает по фазе с первой гармонической составляющей анодного тока $\bar{I}_{a1}$, которая в свою очередь находится в фазе с напряжением на сетке лампы $\bar{u}_g = \bar{u}_{\text{ос}}$ (положение векторов $\bar{u}_{\text{к}}$, $\bar{I}_{a1}$ и $\bar{u}_g$ показано на векторной диаграмме рис. 25).

При поступлении фазирующего импульса передатчика $u_{\text{ф}} = U_{m\text{ф}} \sin (\omega_0 t + \varphi_0)$ сеточное напряжение гетеродина будет представлять собой геометрическую сумму напряжений $\bar{u}_{\text{ос}}$ и $\bar{u}_{\text{ф}}$. Вектор результирующего сеточного напряжения оказывается повернутым относительно первоначального положения на некоторый угол ψ (вектор $\bar{u}'_g$ на рис. 25). Одновременно изменяется фаза первой составляющей анодного тока — вектор $\bar{I}_{a1}$ также поворачивается на угол, в первом приближении равный ψ (вектор $\bar{I}'_{a1}$ на рис. 25). Изменение фазы тока $\bar{I}_{a1}$ вызывает изменение фазы напряжения на анодном контуре. Однако изменение фазы напряжения на контуре происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени, определяе-

мого добротностью контура. Поэтому вектор напряжения на контуре будет несколько отставать от вектора тока $\bar{I}'_{a1}$ (вектор $\bar{u}'_{к}$ на рис. 25). Чем выше добротность контура гетеродина, тем большее время требуется для установления новой фазы напряжения на нем.

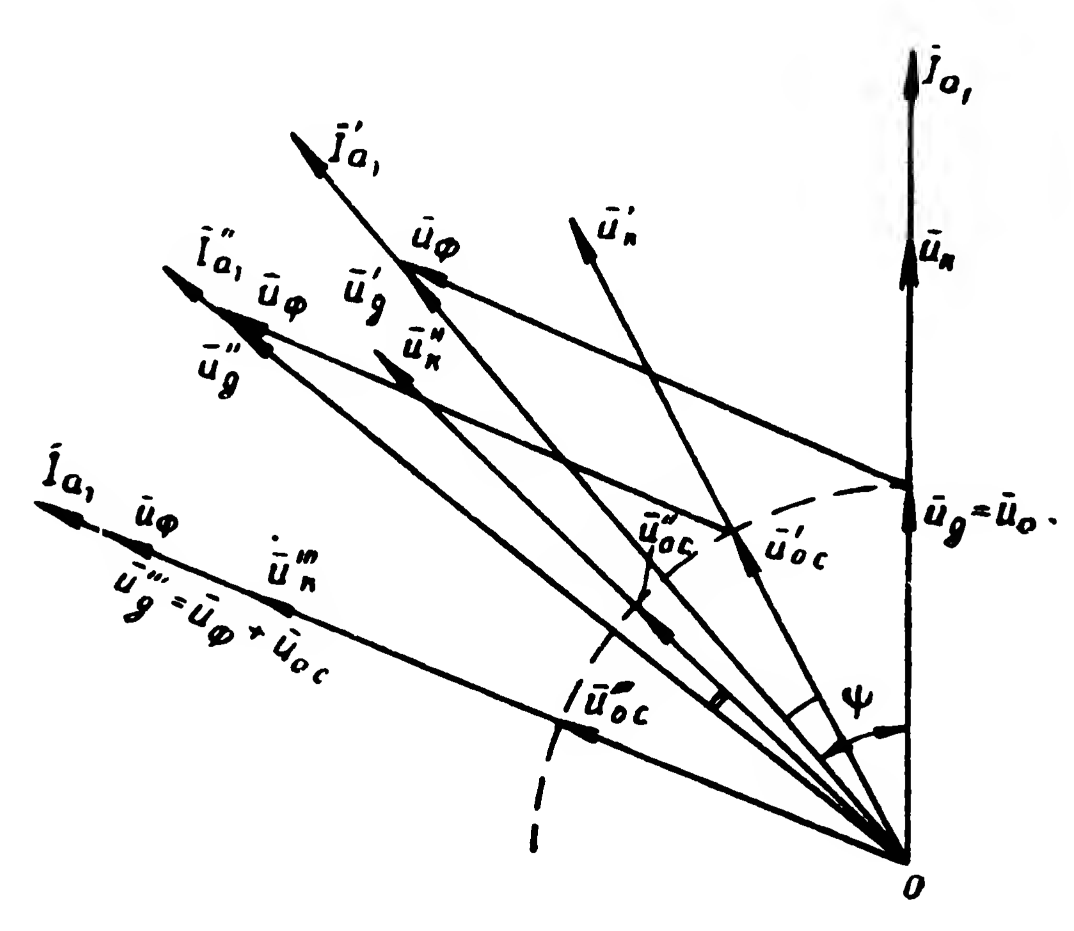


Рис. 25. Векторная диаграмма, поясняющая механизм фазирования одноконтурного автогенератора с трансформаторной обратной связью

Вследствие трансформаторной обратной связи фаза напряжения обратной связи изменяется в полном соответствии с относительно медленным изменением фазы напряжения на анодном контуре. Поэтому положению вектора напряжения на контуре $\bar{u}'_{к}$ соответствует новое положение вектора напряжения обратной связи $\bar{u}'_{oc}$, а следовательно, и новое положение результирующего вектора сеточного напряжения $\bar{u}''_{g}$, что вызывает новое изменение фазы первой гармоники анодного тока (вектор $\bar{I}''_{a1}$ на рис. 25). Фаза напряжения на контуре гетеродина снова «подтягивается» к фазе первой составляющей анодного тока и т. д.

Нетрудно заметить, что описанный выше процесс продолжается до тех пор, пока фаза напряжения на контуре гетеродина не станет равной фазе фазирующего напряжения. В установившемся режиме положение векторов $\bar{I}_{a1}$, $\bar{u}_{к}$, $\bar{u}_{oc}$ и $\bar{u}_{g}$ совпадает с положением вектора $\bar{u}_{ф}$ (по-

ложение соответствующих векторов обозначено на рис. 25 через $\bar{I}'''_{a1}$, $\bar{u}'''_{к}$, $\bar{u}'''_{ос}$ и $\bar{u}'''_{g}$).

Таким образом, фазирующий импульс передатчика «навязывает» колебаниям когерентного гетеродина свою фазу.

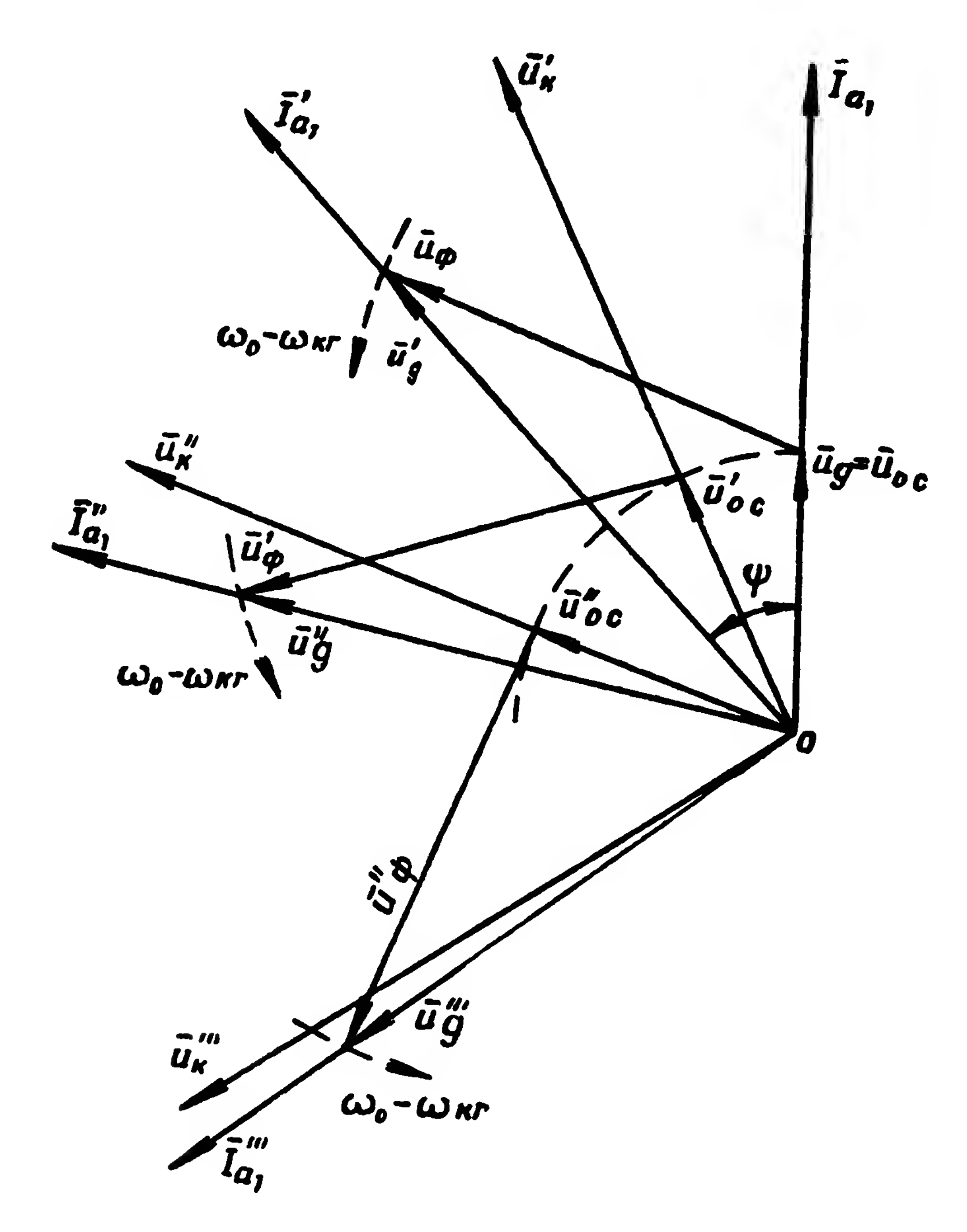


Рис. 26. Векторная диаграмма, поясняющая особенности фазирования когерентного гетеродина при наличии небольшой расстройки его частоты относительно частоты фазирующего напряжения

Рассмотрим особенности фазирования когерентного гетеродина при наличии небольшой расстройки его частоты относительно частоты фазирующего напряжения.

В момент поступления фазирующего импульса вектор результирующего сеточного напряжения поворачивается на некоторый угол ψ (вектор $\bar{u}'_g = \bar{u}_{ос} + \bar{u}_ф$ на рис. 26), что вызывает изменение фазы первой гармоники анодного тока (вектор $\bar{I}'_{a1}$ на рис. 26). Фаза напряжения на

контуре начинает «подтягиваться» к фазе тока $\bar{I}'_{a1}$ (вектор $\bar{u}'_{к}$ на рис. 26), соответственно изменяется фаза напряжения обратной связи (вектор $\bar{u}'_{ос}$ на рис. 26). Вектор $\bar{u}_{ф}$ равномерно вращается относительно конца вектора $\bar{u}_{ос}$ с частотой $\omega_0 - \omega_{кг}$. Поэтому характер изменения положения вектора результирующего сеточного напряжения, а следовательно, и вектора $\bar{I}_{a1}$ определяется не только изменением положения вектора $\bar{u}_{ос}$, но и изменением положения вектора $\bar{u}_{ф}$.

Так как вектор $\bar{u}_{ф}$ непрерывно вращается относительно конца вектора $\bar{u}_{ос}$ с частотой $\omega_0 - \omega_{кг}$, а фаза напряжения на контуре сравнительно медленно «подтягивается» к непрерывно меняющейся фазе тока $\bar{I}_{a1}$, уравнивания фазы напряжения на контуре с фазой фазирующего напряжения произойти не может.

Устойчивым состоянием гетеродина при наличии небольшой расстройки его частоты относительно частоты фазирующего импульса является такое состояние, когда все векторы $\bar{I}_{a1}$, $\bar{u}_{к}$, $\bar{u}_{ос}$ и $\bar{u}_{g}$, как и вектор $\bar{u}_{ф}$, будут равномерно вращаться с частотой $\omega_0 - \omega_{кг}$, т. е. когда гетеродин будет работать на частоте ω_0. При этом вектор напряжения на контуре всегда отстает относительно вектора тока $\bar{I}_{a1}$ на некоторый угол:

$$\psi_{зап} = \arcsin \frac{U_{mф} \sin \varphi_{ф}}{U_g},$$

где $\varphi_{ф}$ — фазовый угол между векторами $\bar{u}_{ф}$ и $\bar{u}_{к}$ в установившемся режиме работы гетеродина.

Таким образом, в случае расстройки частоты когерентного гетеродина относительно частоты фазирующего импульса фазирование заключается в «навязывании» гетеродину частоты и фазы фазирующего напряжения.

Длительность процесса установления новой частоты и новой фазы колебаний гетеродина определяется добротностью его контура, амплитудой фазирующего импульса и величиной расстройки частоты гетеродина относительно частоты фазирующего напряжения. Длительность процесса тем меньше, чем ниже добротность контура гетеродина, больше амплитуда фазирующего импульса и меньше разница частот гетеродина и фазирующего напряжения.

По окончании действия фазирующего импульса когерентный гетеродин генерирует колебания частотой $\omega_{кг}$, фаза которых жестко связана в каждом цикле работы радиолокационной станции с фазой излучаемого в пространство высокочастотного импульса передатчика.

Полоса фазирования гетеродина в общем случае определяется из соотношения

$$\frac{2\,|\,\omega_0 - \omega_{кг}\,|}{\omega_{кг}} \approx \frac{U_{mф}}{u_{oc}Q}. \qquad (2.17)$$

Из соотношения (2.17) видно, что полоса фазирования гетеродина тем шире, чем ниже добротность его контура, больше амплитуда фазирующего импульса и слабее обратная связь в схеме гетеродина.

При большой расстройке частоты гетеродина относительно частоты фазирующего импульса фазирование гетеродина не происходит, а появляется лишь модуляция одного напряжения другим.

Кратко рассмотрим работу когерентно-импульсной системы с внутренней когерентностью (рис. 27).

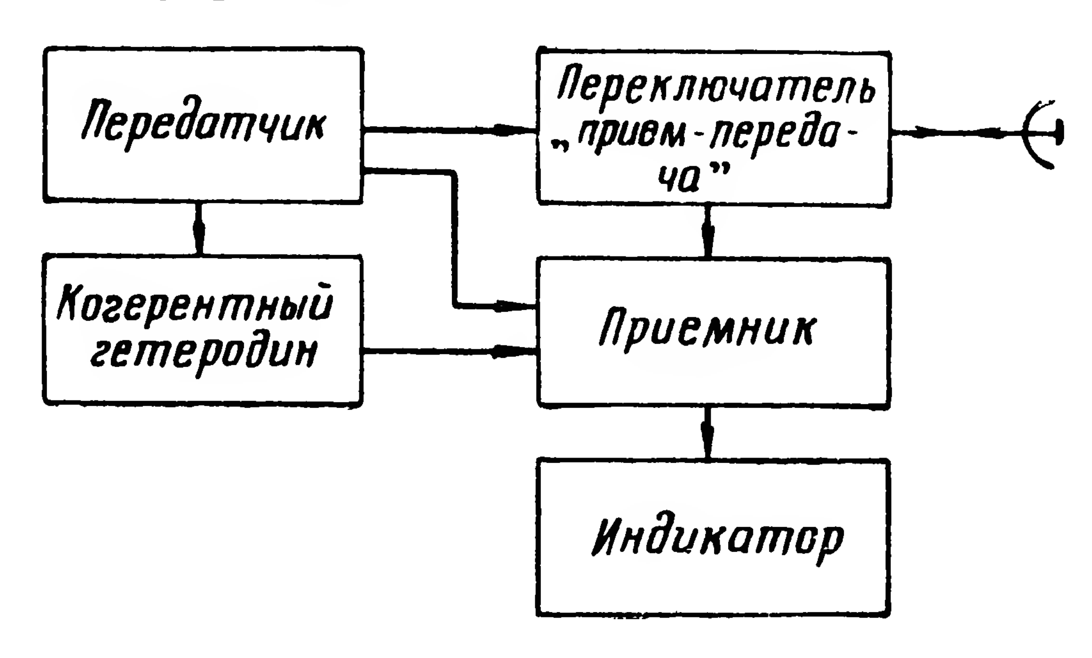


Рис. 27. Упрощенная блок-схема когерентно-импульсной системы с внутренней когерентностью

Передатчик радиолокационной станции вырабатывает короткий радиоимпульс частотой ω_0, поступающий через переключатель «прием — передача» в антенну. Часть высокочастотной энергии подается на когерентный гетеродин, который до ее поступления генерирует колебания частотой $\omega_{кг}$, равной несущей частоте передатчика или незначительно отличающейся от нее. Эта высокочастотная энергия используется для фазирования когерентного гетеродина. По окончании действия фазирующего им-

пульса когерентный гетеродин генерирует колебания собственной частоты, но уже с «навязанной» ему фазой. Таким образом, выходное напряжение вспомогательного гетеродина будет когерентно с излучаемым радиоимпульсом передатчика.

Колебания когерентного гетеродина поступают на детектор приемного устройства, где и используются в качестве опорных для сравнения фаз отраженных сигналов.

В остальном работа когерентно-импульсной радиолокационной станции с когерентным гетеродином ничем не отличается от работы ранее описанных образцов когерентно-импульсных систем селекции движущихся целей.

Принципиально может быть осуществлено несколько вариантов когерентно-импульсных систем с внутренней когерентностью в зависимости от направления фазирования, частоты фазирования и частоты, на которой происходит сравнение фаз отраженных сигналов с фазой когерентного напряжения.

По направлению фазирования различают два типа систем:

— системы, в которых когерентный гетеродин фазируется радиоимпульсом передатчика (рис. 28, 30, 32, 34);

— системы, в которых генератор высокой частоты передающего устройства фазируется сигналом от когерентного гетеродина (рис. 29, 31, 33, 35).

Выбор направления фазирования зависит в основном от уровня развития техники того диапазона волн, в котором должна работать проектируемая система. Так, например, в сантиметровом диапазоне волн до сих пор применяется только фазирование когерентного гетеродина радиоимпульсом передатчика, так как нет практических схем мощных усилителей высокой частоты. В метровом и дециметровом диапазонах волн осуществимы оба направления фазирования. Однако предпочтение отдают первому из них, как технически менее сложному, не требующему введения в состав аппаратуры станции значительного числа дополнительных элементов.

Фазирование может быть осуществлено как на высокой (рис. 28, 29, 30, 31), так и на промежуточной частоте (рис. 32, 33, 34, 35).

При выборе частоты фазирования следует учитывать ряд важных обстоятельств, рассмотренных ниже.

К системам с внутренней когерентностью предъявляются два противоречивых требования.

Во-первых, для качественной селекции сигналов, отраженных от движущихся целей, требуется высокая стабильность частот генераторов (генератора высокой частоты, местного и когерентного гетеродинов), следовательно, добротность их контуров должна быть большой.

Во-вторых, для быстрого и качественного фазирования генератора его контур должен обладать сравнительно невысокой добротностью.

Существует простой способ, позволяющий удовлетворить оба эти требования. Суть его заключается в том, что в каждом цикле работы станции фазируемый высокостабильный генератор включается одновременно с приходом фазирующего импульса или несколько позже его. Фаза колебаний генератора при этом определяется фазой колебаний фазирующего сигнала. Таким образом, генератор может иметь высокую добротность контуров и в то же время легко фазироваться.

Очевидно, что высокую стабильность частоты генератора проще обеспечить на более низких частотах. С этой точки зрения выгоднее фазирование осуществлять на промежуточной частоте. Однако качество фазирования на промежуточной частоте ниже, чем на высокой. Поясним это.

Фазирующий сигнал на промежуточной частоте образуется в отдельном смесителе. Желательно получить возможно больший сигнал на выходе этого смесителя, так как, чем больше амплитуда фазирующего напряжения, тем меньше время установления фазы и частоты фазируемого генератора при прочих равных условиях. Но увеличение основного сигнала на выходе смесителя приводит к интенсивному росту его паразитных компонентов, которые по происхождению могут быть двоякого рода:

— паразитные колебания промежуточной частоты, образующиеся в результате биений различных частотных составляющих импульса передатчика; амплитуда этих колебаний в первом приближении пропорциональна квадрату приложенного высокочастотного напряжения, тогда как полезный сигнал промежуточной частоты в том же приближении изменяется линейно с изменением приложенного высокочастотного напряжения; следова-

тельно, в случае увеличения последнего с целью увеличения полезного сигнала паразитные колебания растут значительно быстрее;

— паразитные колебания, проникающие через цепи местного гетеродина из канала отраженных сигналов в канал фазирования.

Для ослабления влияния паразитных колебаний первого рода необходимо уменьшить связь смесителя канала фазирования с источником высокочастотных колебаний. Для ослабления влияния паразитных колебаний второго рода необходимо уменьшить связь местного гетеродина со смесителями канала сигнала и канала фазирования. И то и другое приводит к уменьшению амплитуды фазирующего сигнала на промежуточной частоте, но не избавляет полностью от влияния паразитных колебаний. По этой причине фазирование на высокой частоте предпочтительнее. Однако в настоящее время широкое применение находит фазирование на промежуточной частоте, как более простое для выполнения.

Фазированию поддаются почти все типы генераторов синусоидальных колебаний и в том числе генераторы с кварцевой стабилизацией.

В заключение следует отметить, что на качество фазирования генератора существенное влияние оказывает величина расстройки собственной частоты генератора от частоты фазирующего напряжения. Чем больше эта расстройка, тем больше время установления фазы и частоты генератора, тем хуже качество фазирования. Удовлетворительное фазирование получается при частотных расстройках, не превышающих 20%.

Сравнение фаз отраженных сигналов с фазой когерентного напряжения можно осуществлять как на высокой (рис. 28, 29, 34, 35), так и на промежуточной (рис. 30, 31, 32, 33) частотах.

На промежуточной частоте сравнение более удобно по следующим причинам.

Как это будет показано в последующих главах, для качественной селекции сигналов, отраженных от движущихся целей, необходимо сжать их амплитудные флуктуации до детектора, для чего эти сигналы должны иметь сравнительно большую величину. Из курса радиоприемных устройств известно, что коэффициент усиления резонансных каскадов при соблюдении их устойчивости к

самовозбуждению может быть обеспечен тем большим, чем ниже частота усиливаемого сигнала. Поэтому сравнение сигналов выгоднее производить на промежуточной частоте (конструкция приемника получается проще).

Нестабильность частот отдельных элементов когерентно-импульсной системы вызывает дополнительную фазовую модуляцию сравниваемых напряжений, в результате чего выходные сигналы детектора окажутся промодулированы по амплитуде даже при неподвижных отражающих объектах.

При сравнении сигналов на высокой частоте разность фаз сравниваемых напряжений

$$\psi(t) = \omega_{\text{кг}} t + \varphi_{\text{кг}} - \left(\omega_0 t - \frac{2d}{c}\omega_0 + \varphi\right). \qquad (2.18)$$

Отсюда видно, что паразитная амплитудная модуляция выходных сигналов детектора обусловлена нестабильностью частот когерентного гетеродина и генератора высокой частоты. Если стабилизация частоты первого из них сравнительно легко осуществима, то стабилизация частоты другого связана с целым рядом технических трудностей, разрешение которых приводит к значительному усложнению схемы передатчика.

При сравнении сигналов на промежуточной частоте разность фаз сравниваемых напряжений

$$\psi(t) = \omega_{\text{кг}} t + \varphi_{\text{кг}} - \left[(\omega_0 - \omega_{\text{мг}}) t - \frac{2d}{c}(\omega_0 - \omega_{\text{мг}}) + \varphi\right] \qquad (2.19)$$

или

$$\psi(t) = \omega_{\text{кг}} t + \varphi_{\text{кг}} - \left[(\omega_{\text{мг}} - \omega_0) t - \frac{2d}{c}(\omega_{\text{мг}} - \omega_0) + \varphi\right], \qquad (2.20)$$

где $\omega_{\text{мг}}$ — частота местного гетеродина.

Казалось бы, что в этом случае трудностей больше, чем при сравнении сигналов на высокой частоте, так как помимо стабилизации частот когерентного гетеродина и генератора высокой частоты необходимо еще стабилизировать местный гетеродин. Однако в этом нет необходимости. Для обеспечения качественной селекции достаточно иметь устройство, поддерживающее постоянство разности частот $\omega_0 - \omega_{\text{мг}}$, что технически легко выполнимо.

Кроме того, осуществить стабилизацию когерентного гетеродина на промежуточной частоте значительно проще, чем на высокой.

По этим причинам сравнение на промежуточной частоте получило широкое применение в современных ра-

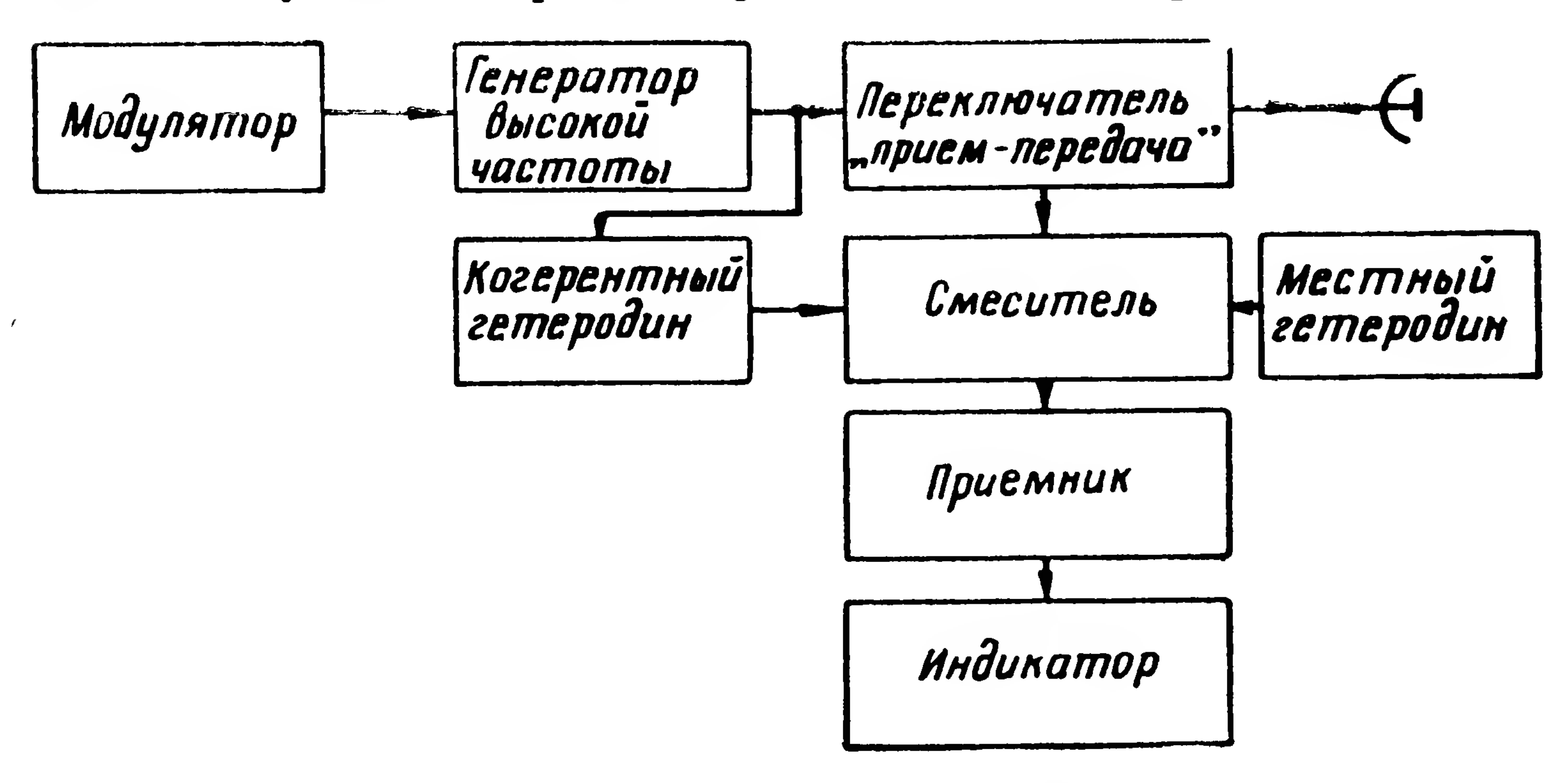


Рис. 28. Блок-схема когерентно-импульсной системы с фазированием когерентного гетеродина радиоимпульсом от генератора высокой частоты

диолокационных системах селекции движущихся целей.

Ниже рассмотрены варианты построения когерентно-импульсных систем с когерентным гетеродином.

I вариант (рис. 28). Когерентный гетеродин фазируется на высокой частоте радиоимпульсом от генератора высокой частоты. Принятые сигналы сравниваются

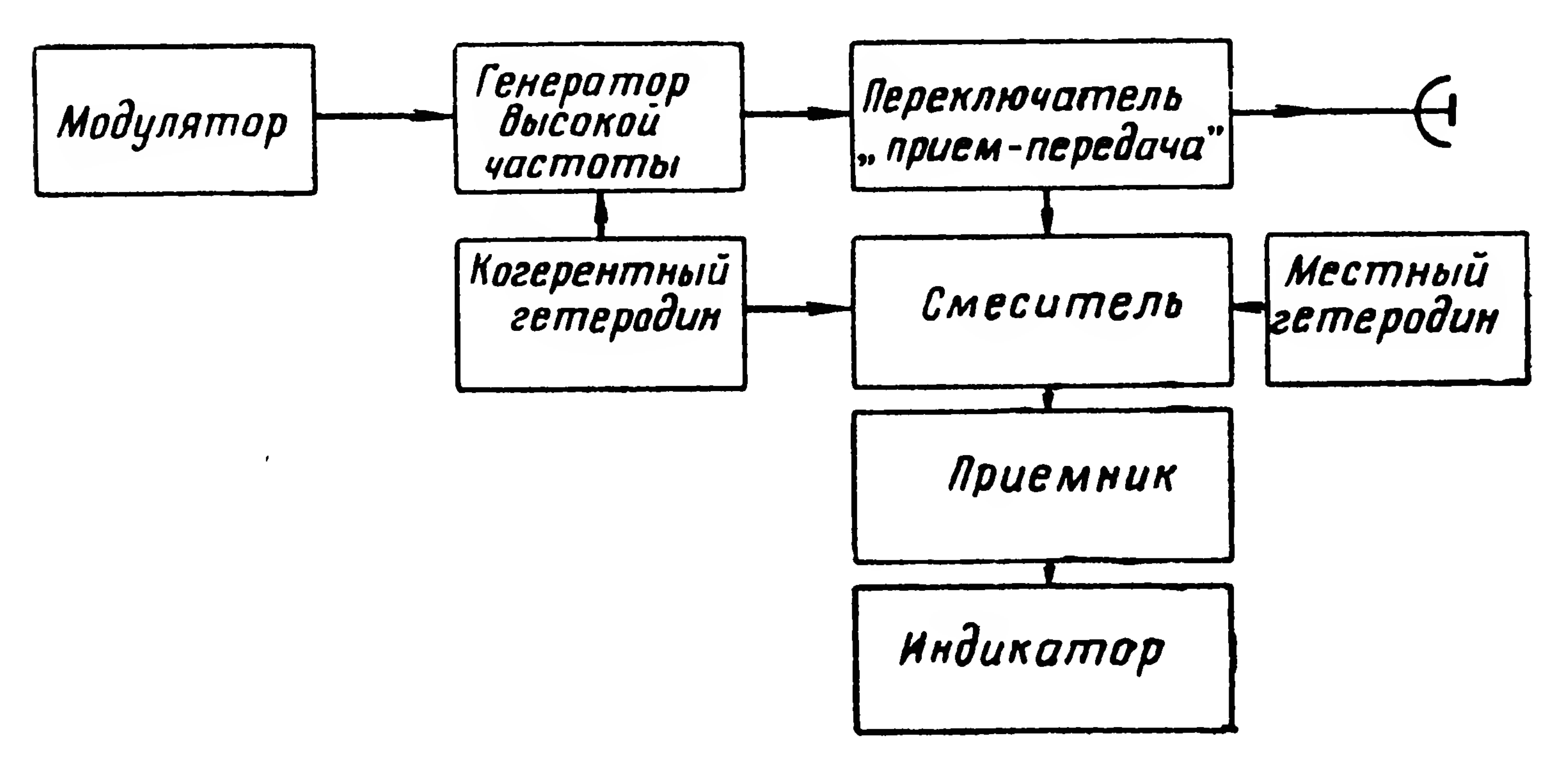


Рис. 29. Блок-схема когерентно-импульсной системы с фазированием генератора высокой частоты сигналом от когерентного гетеродина

с когерентными колебаниями в специальном смесителе на высокой частоте. На этот же смеситель подается сигнал от местного гетеродина.

II вариант (рис. 29). Данная система отличается от предыдущей только тем, что фазирование направлено от когерентного гетеродина к генератору высокой частоты.

III вариант (рис. 30). Когерентный гетеродин фазируется на высокой частоте радиоимпульсом генератора

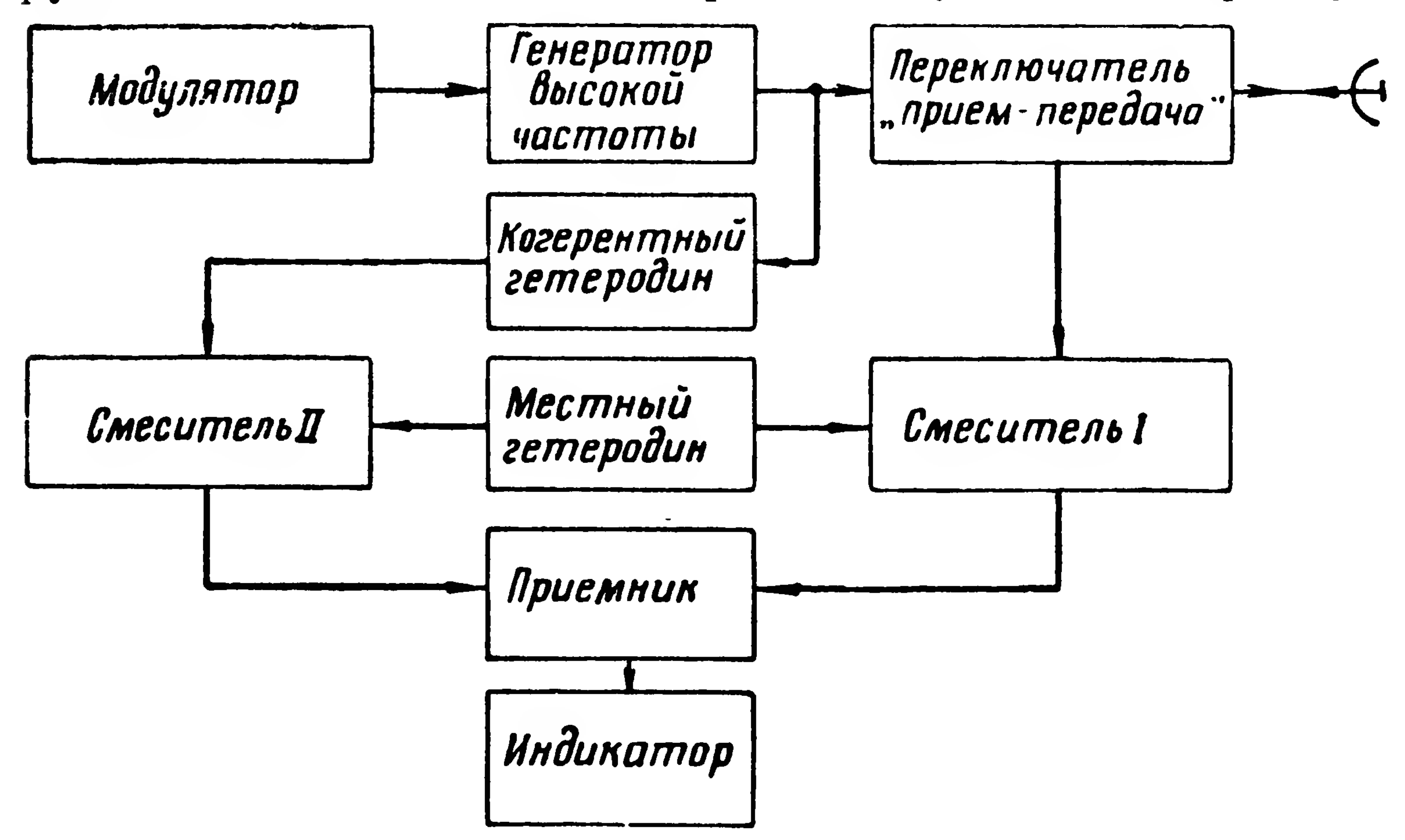


Рис. 30. Блок-схема когерентно-импульсной системы с фазированием когерентного гетеродина радиоимпульсом от генератора высокой частоты (вариант)

высокой частоты. В смесителе *II* сигнал когерентного гетеродина при помощи сигнала от местного гетеродина преобразуется в когерентное напряжение промежуточной частоты. Преобразованные когерентные колебания используются для сравнения сигналов на промежуточной частоте.

Смеситель *I* представляет собой обычный смеситель канала сигнала для преобразования отраженных высокочастотных сигналов в сигналы промежуточной частоты.

IV вариант (рис. 31). В данной системе, как и в предыдущей, сравнение сигналов происходит на промежуточной частоте. Фазирование осуществлено на высокой частоте, но направление его выбрано от когерентного гетеродина к генератору высокой частоты.

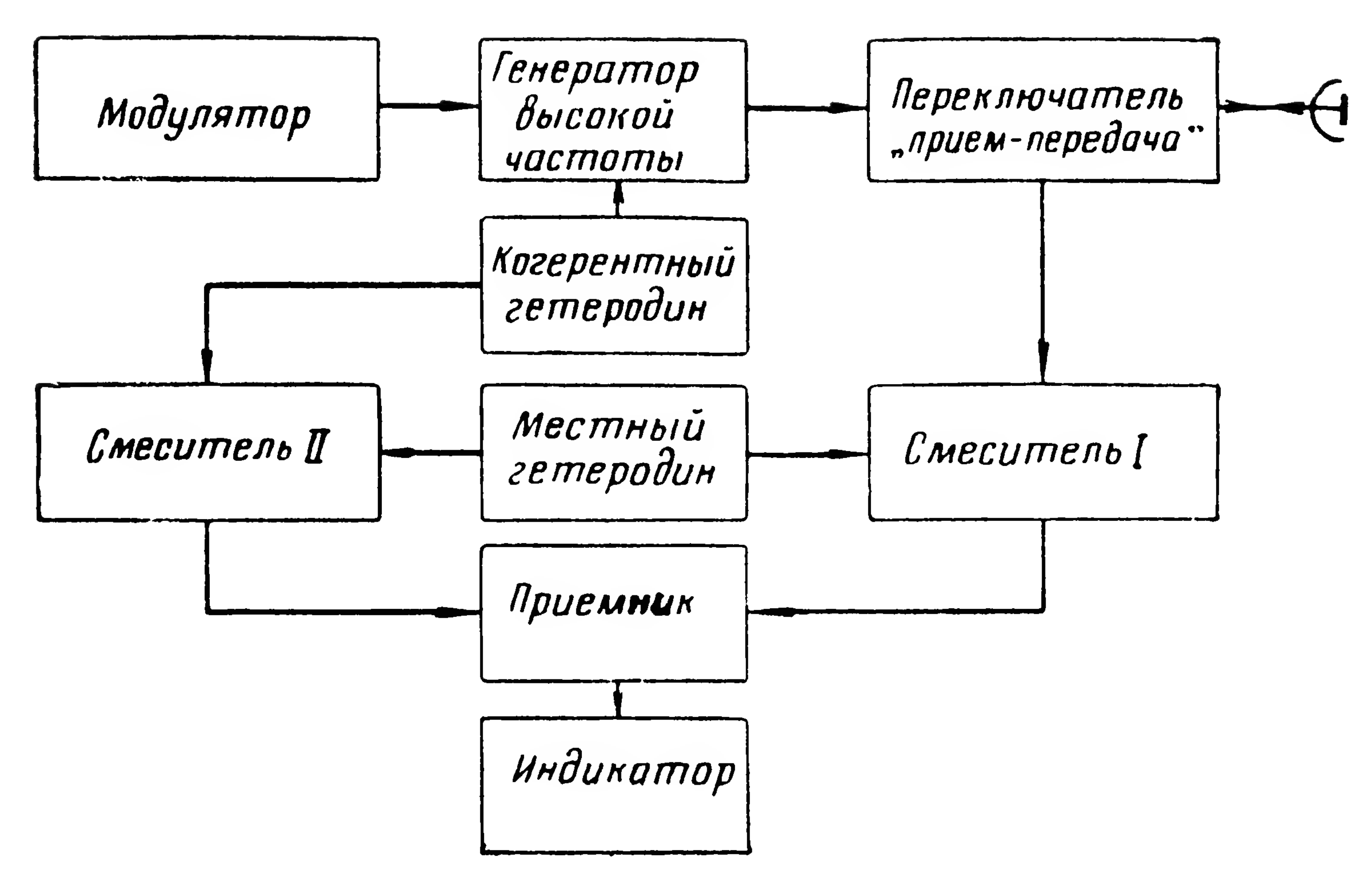


Рис. 31. Блок-схема когерентно-импульсной системы с фазированием генератора высокой частоты сигналом от когерентного гетеродина (вариант)

V вариант (рис. 32). Радиоимпульс генератора высокой частоты поступает на смеситель *II*, где преобразуется при помощи сигнала от местного гетеродина приемника в импульс промежуточной частоты. Последний используется в качестве фазирующего импульса для

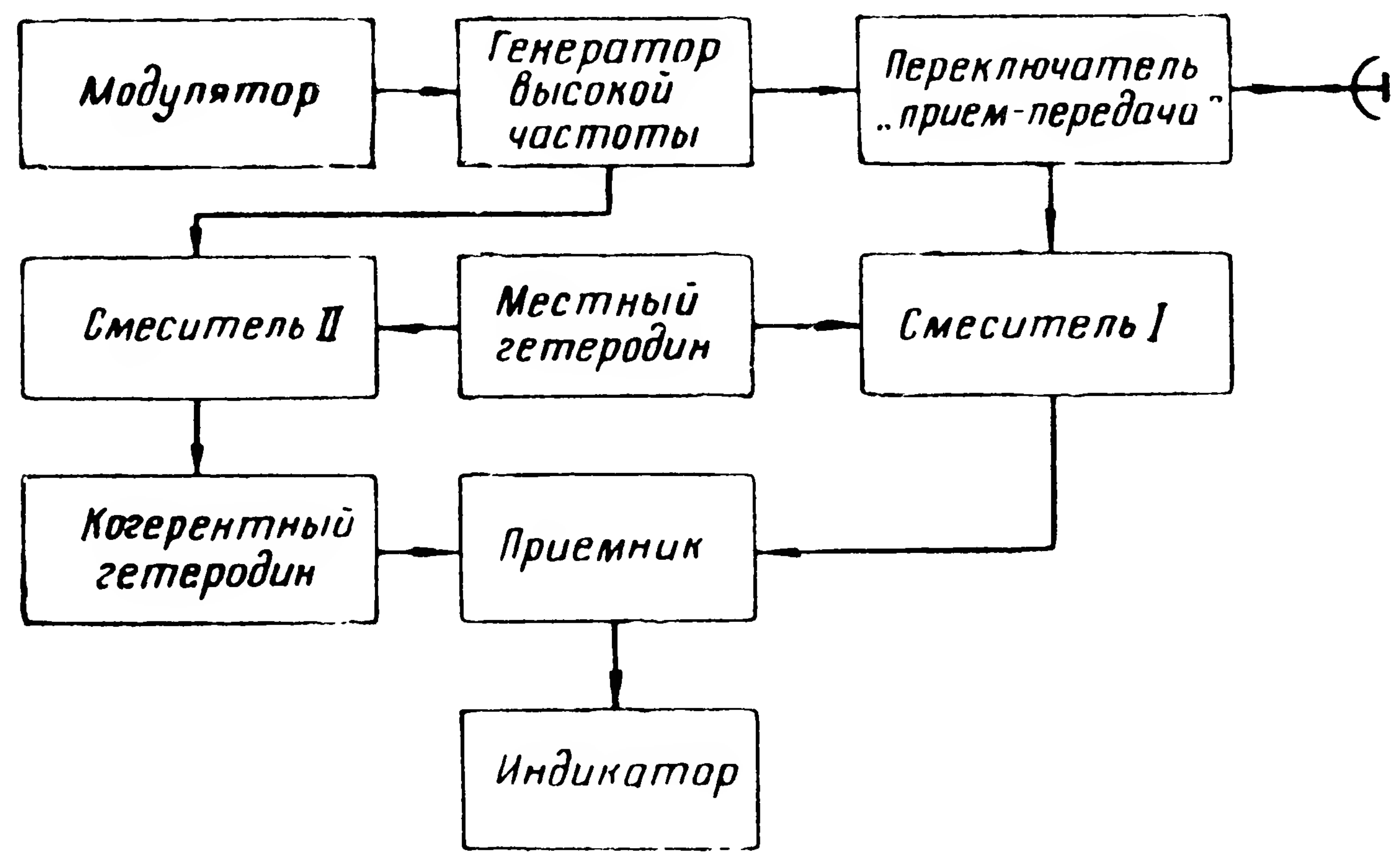


Рис. 32. Блок-схема когерентно-импульсной системы с фазированием когерентного гетеродина радиоимпульсом от генератора высокой частоты (вариант)

когерентного гетеродина, частота колебаний которого равна промежуточной частоте. Сравнение сигналов осуществляется на промежуточной частоте.

Вариант когерентно-импульсной системы селекции движущихся целей, приведенный на рис. 32 (конкретные примеры систем рассмотрены в гл. V), в настоящее время наиболее распространенный.

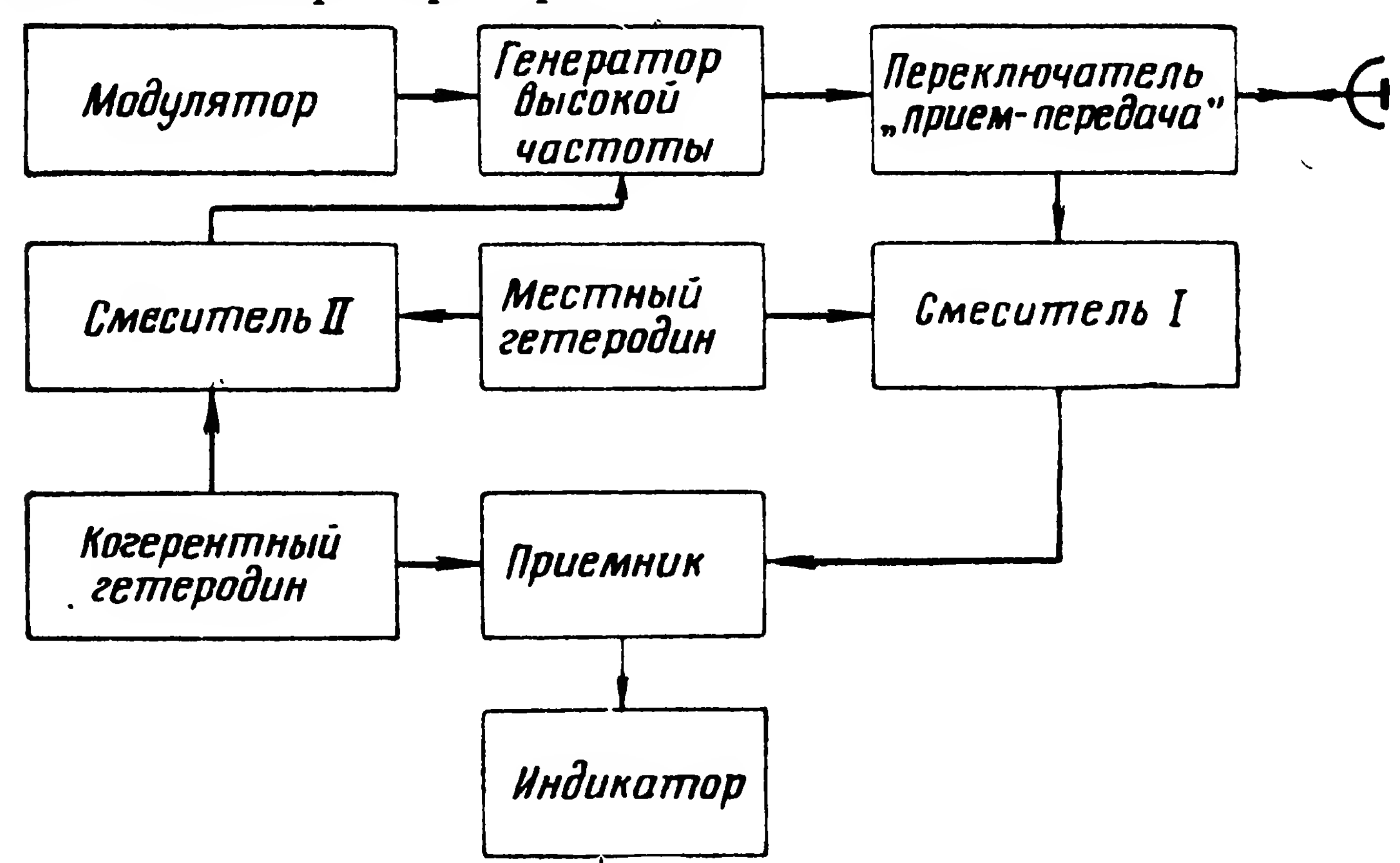


Рис. 33. Блок-схема когерентно-импульсной системы с фазированием генератора высокой частоты сигналом от когерентного гетеродина (вариант)

VI вариант (рис. 33). Когерентный гетеродин этой системы работает на промежуточной частоте. Направление фазирования выбрано от когерентного гетеродина, для чего: на смеситель *II* подаются колебания когерентного и местного гетеродинов; из ряда комбинационных составляющих выделяется составляющая частоты $\omega_{мг} + \omega_{кг}$ или $\omega_{мг} - \omega_{кг}$, соответствующая частоте генератора высокой частоты; выделенный сигнал используется для фазирования генератора высокой частоты.

Сравнение фаз сигналов, как и в предыдущей системе, происходит на промежуточной частоте.

VII вариант (рис. 34). Когерентный гетеродин, работающий на промежуточной частоте, фазируется радиоимпульсом передатчика, преобразованным в смесителе *II* в импульс промежуточной частоты. Колебания когерентного гетеродина поступают на смеситель *III*, где при помощи сигнала от местного гетеродина приемника вновь

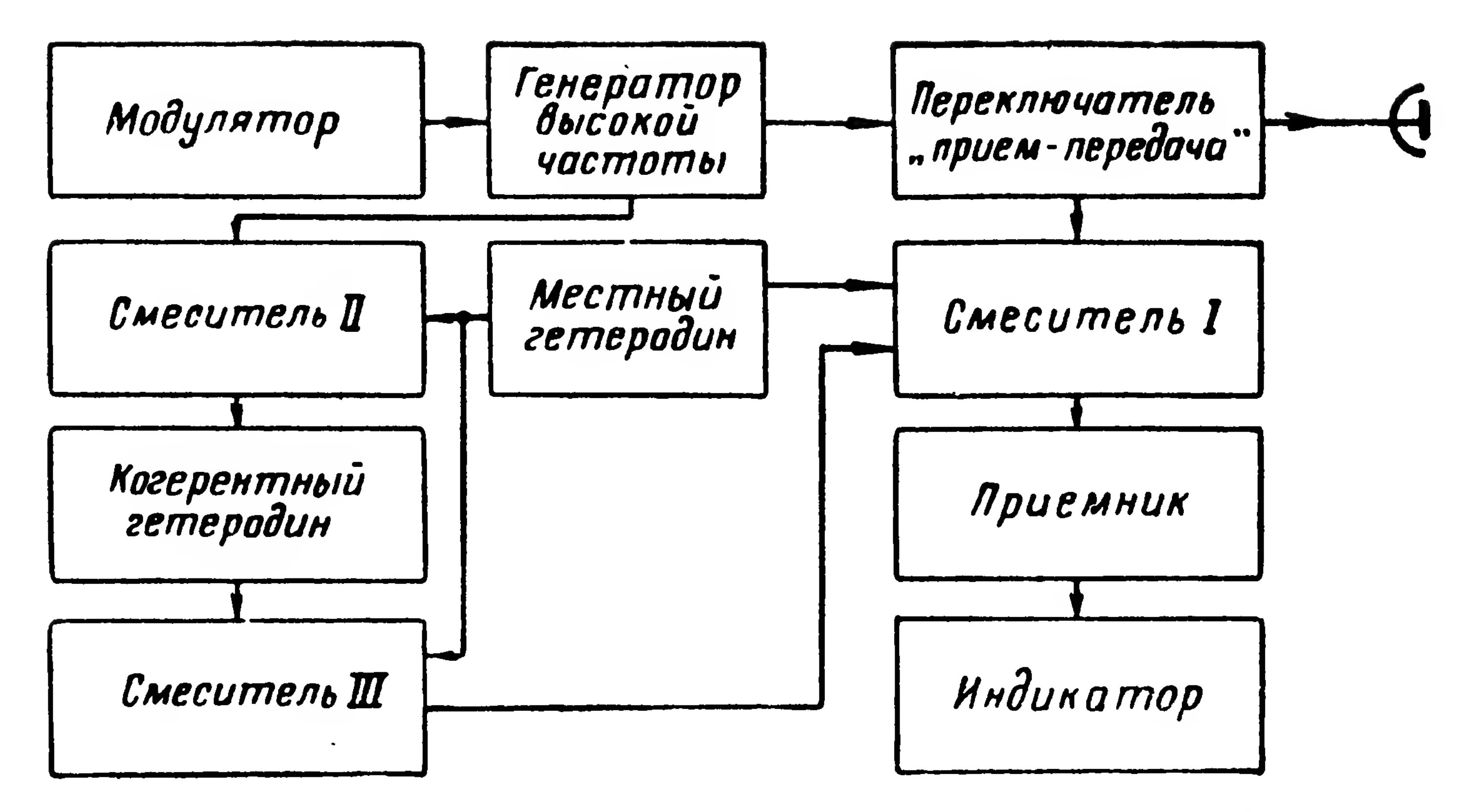


Рис. 34. Блок-схема когерентно-импульсной системы с фазированием когерентного гетеродина радиоимпульсом от генератора высокой частоты (вариант)

преобразуются в высокочастотные когерентные колебания, которые используются для сравнения фаз сигналов в приемном устройстве на высокой частоте.

VIII вариант (рис. 35). Фазирование осуществляется так же, как и в варианте VI. Частота колебаний когерентного гетеродина равна промежуточной частоте приемника.

Сравнение фаз сигналов осуществляется на высокой частоте по принципу, используемому в предыдущем варианте.

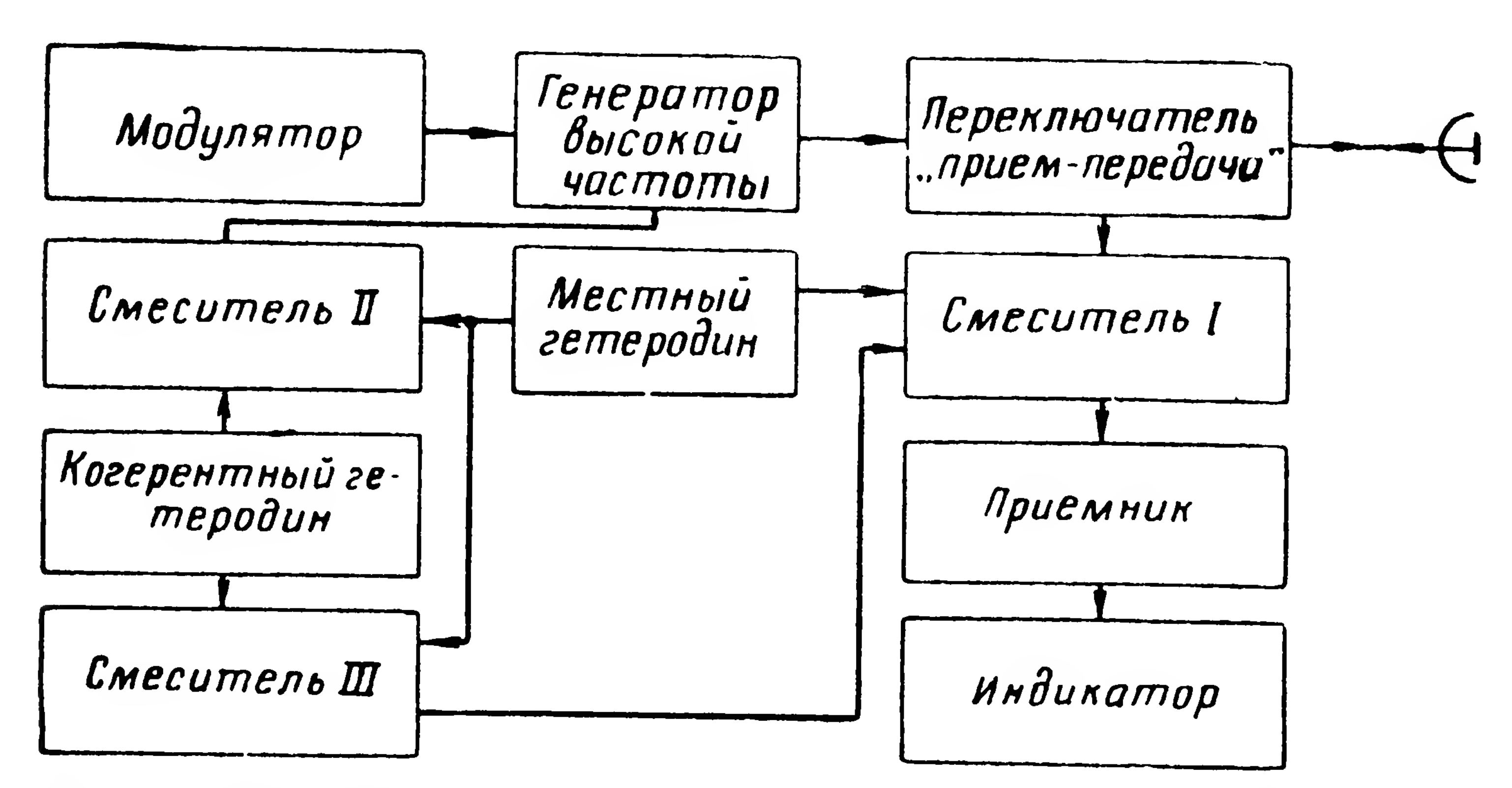


Рис. 35. Блок-схема когерентно-импульсной системы с фазированием генератора высокой частоты сигналом от когерентного гетеродина (вариант)

Глава III

СПОСОБЫ ПОДАВЛЕНИЯ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

В предыдущих главах были проанализированы различия между сигналами, отраженными от движущихся целей, и мешающими отражениями и рассмотрены способы использования этих различий в системах селекции движущихся целей.

Однако проблема выделения полезных сигналов не может считаться разрешенной до конца, пока из приемно-индикаторного тракта не исключены мешающие отражения, препятствующие более полному использованию технических возможностей радиолокационного устройства (затруднено обнаружение сигналов от движущихся целей на индикаторах с амплитудной отметкой, невозможно определение местонахождения этих целей на индикаторах с яркостной отметкой, невозможно автосопровождение и т. п.).

В настоящее время детально разработаны два способа подавления мешающих отражений: спектральный и компенсационный.

1. Спектральный способ подавления мешающих отражений

Спектральный способ подавления мешающих отражений основан на использовании различий в структуре спектров сигналов, отраженных от движущихся целей и неподвижных объектов.

Анализируя ранее приведенные математические выражения (см. гл. II), которыми описываются спектры различных отраженных сигналов, можно сделать вывод, что проблема подавления сигналов от неподвижных объек-

тов будет полностью решена, если удастся освободиться от всех составляющих частоты повторения импульсов. Для этого следовало бы иметь приемный тракт с амплитудно-частотной характеристикой, подобной приведенной на рис. 36.

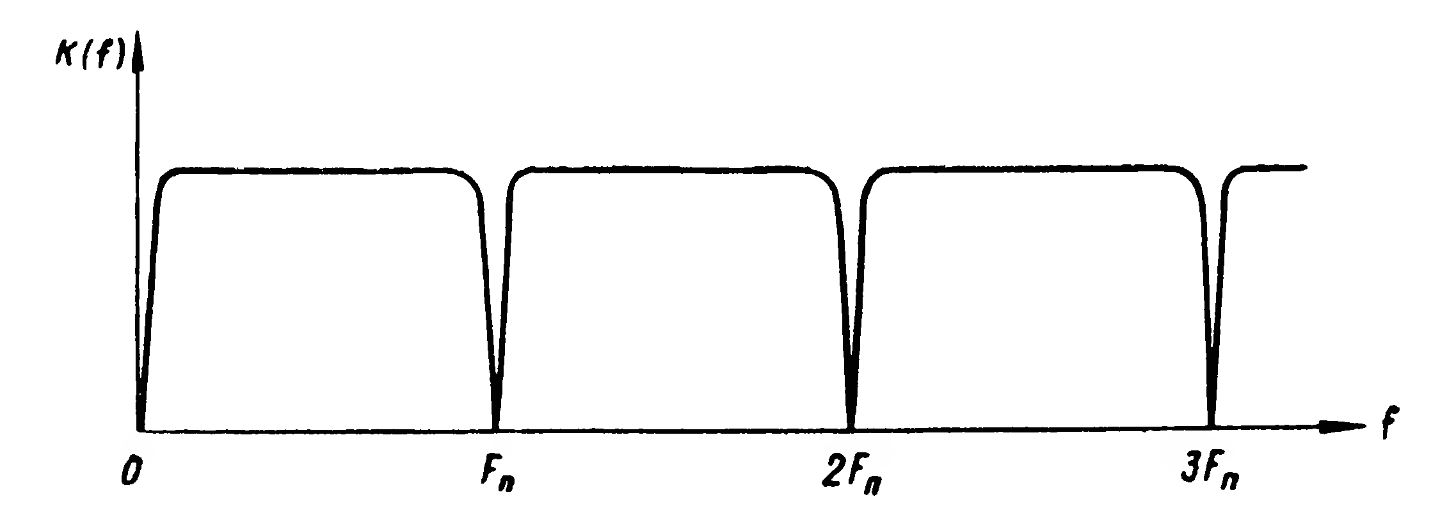


Рис. 36. Амплитудно-частотная характеристика приемного тракта с подавлением всех составляющих частоты повторения импульсов

Полезные сигналы, проходя через такой тракт, претерпевали бы определенные структурные изменения и ослабление (изменение формы и амплитуды импульсов), тогда как мешающие отражения в идеальном случае оказывались бы полностью подавленными.

Для подавления всех составляющих частоты повторения импульсов используется так называемый гребенчатый фильтр подавления, состоящий из большого числа элементарных фильтров *LCR*, настроенных на определенные частоты. Гребенчатый фильтр вносит значительные изменения в спектральный состав сигналов, отраженных от подвижных объектов, что приводит к заметному искажению их формы. Последнее обстоятельство является зачастую крайне нежелательным.

Упрощенная блок-схема приемного тракта когерент-

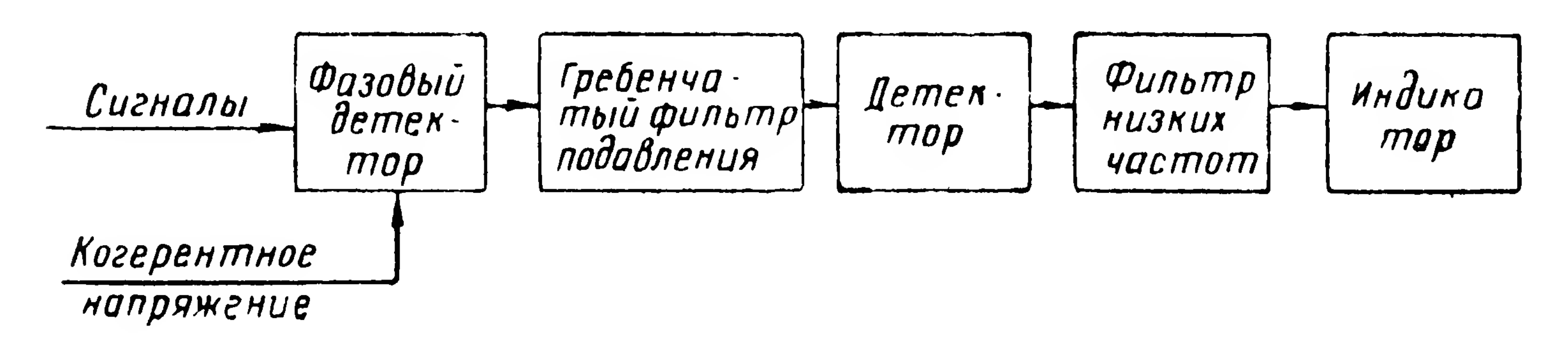


Рис. 37. Упрощенная блок-схема приемного тракта когерентно-импульсной системы, позволяющего восстановить спектр полезных сигналов после прохождения их через гребенчатый фильтр подавления

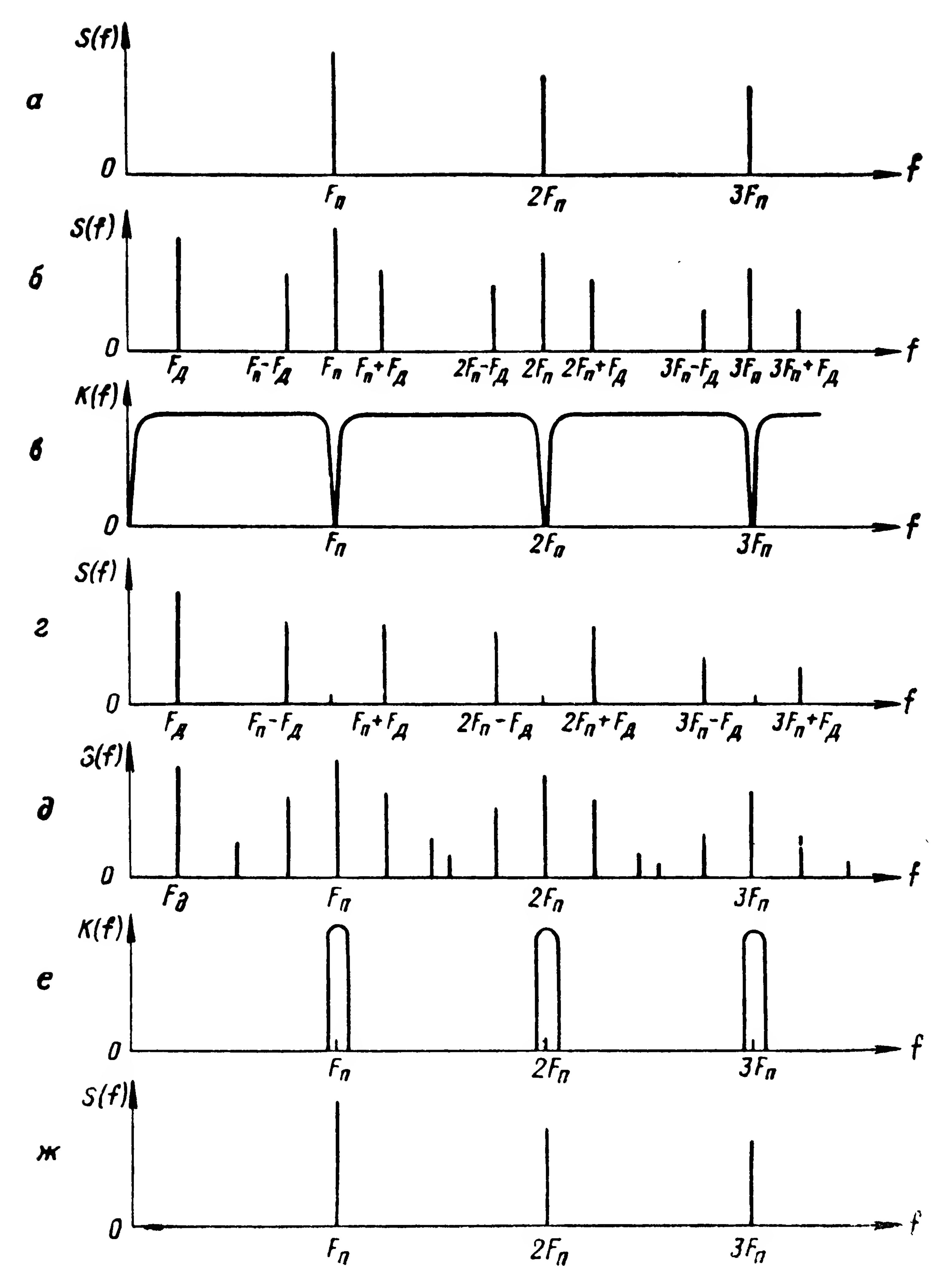


Рис. 38. Принцип восстановления спектра полезных сигналов после прохождения их через гребенчатый фильтр подавления:

а — спектр сигналов, отраженных от неподвижного объекта; *б* — спектр сигналов, отраженных от движущейся цели; *в* — амплитудно-частотная характеристика гребенчатого фильтра подавления; *г* — спектр сигнала от движущейся цели на выходе гребенчатого фильтра подавления; *д* — спектр сигнала на выходе детектора; *е* — амплитудно-частотная характеристика фильтра низких частот; *ж* — восстановленный спектр сигнала от движущейся цели

но-импульсной системы, позволяющего восстановить спектр полезных сигналов после прохождения их через гребенчатый фильтр подавления, приведена на рис. 37. Используя графики, изображенные на рис. 38, рассмотрим прохождение через такой тракт сигналов, отраженных от движущейся цели (рис. 38, *б*) и от неподвижного объекта (рис. 38, *а*).

Гребенчатый фильтр подавления, амплитудно-частотная характеристика которого показана на рис. 38, *в*, не пропускает составляющие частоты повторения импульсов. В результате сигнал от неподвижного объекта полностью исключается из приемно-индикаторного тракта, а сигнал от движущейся цели претерпевает структурные изменения (рис. 38, *г*). Далее искаженный полезный сигнал подается на детектор, где в результате биений между оставшимися составляющими образуется ряд комбинационных частот (рис. 38, *д*), в том числе частоты, кратные частоте повторения импульсов. Назначение фильтра низких частот (рис. 38, *е*) противоположно назначению гребенчатого фильтра подавления — он пропускает только составляющие частоты повторения. Такой фильтр нижних частот, по сути дела, является также гребенчатым фильтром, но другого назначения.

Вследствие описанных выше преобразований сигналы, отраженные от движущихся целей, будут иметь на выходе приемного тракта неискаженную форму (исключается в том числе амплитудная модуляция импульсов) — рис. 38, *ж*.

Прохождение сигналов через две сложные фильтрующие системы сопряжено со значительным их ослаблением, которое в некоторой степени может быть компенсировано включением усилителей соответствующих частот как после первого, так и после второго фильтров.

Число спектральных составляющих сигнала, подлежащих подавлению

Числом спектральных составляющих сигнала, подлежащих подавлению, определяется необходимое количество элементарных режекторных фильтров, каждый из которых рассчитан на подавление одной, вполне определенной составляющей частоты повторения импульсов.

В свою очередь число спектральных составляющих, подлежащих подавлению, зависит от активной ширины

спектра подавляемого сигнала. С точки зрения энергетического эффекта воздействия сигнала под активной шириной спектра сигнала понимают некоторый диапазон частот в области с наибольшей плотностью энергии, в котором сосредоточена подавляющая часть энергии сигнала.

Практически можно считать, что задача подавления сигналов от неподвижных объектов успешно решена, если энергия остаточных сигналов составляет 5—10% от полной энергии сигнала.

В табл. 1 * приведены значения активной ширины спектров импульсных сигналов наиболее распространенных форм.

Таблица 1

Форма импульса	Характеристика формы	$\frac{t_{фа}}{\tau_{иа}}$	$\Delta f_{а0,95}$
	Прямоугольный	0	$\frac{2}{\tau_и}$
	$A(1 - e^{\beta t})$; $t_{фа} = \frac{2,2}{\beta}$	0,2	$\frac{0,9}{\tau_и}$
		0,1	$\frac{1,37}{\tau_и}$
	$A \cos \pi \frac{t}{\tau_и}$	0,48	$\frac{0,94}{\tau_и}$
	$\frac{A}{2}\left(1 - \cos 2\pi \frac{t}{\tau_и}\right)$	0,6	$\frac{1,14}{\tau_и}$
	Треугольный симметричный	0,8	$\frac{1}{\tau_и}$

* Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. Изд. „Советское радио“, 1959.

Зная активную ширину спектра ($\Delta f_а$) сигнала той или иной формы, подлежащего подавлению в приемном тракте, нетрудно определить в каждом конкретном случае необходимое количество элементарных ячеек гребенчатого фильтра:

$$n = \frac{\Delta f_а}{F_п}, \qquad (3.1)$$

где n — количество ячеек фильтра.

Из табл. 1 видно, что активная ширина спектров наиболее распространенных сигналов

$$\Delta f_а \approx \frac{1}{\tau_и}. \qquad (3.2)$$

Тогда выражение (3.1) принимает более удобный для практических расчетов вид (см. формулу 2.11).

Полосы подавления гребенчатого фильтра

Сравним следующие спектральные характеристики:

— единичного прямоугольного импульса (рис. 39, *а*)

$$S(\omega) = A \frac{\sin \frac{\omega \tau_и}{2}}{\frac{\omega \tau_и}{2}}; \qquad (3.3)$$

— немодулированной конечной последовательности прямоугольных импульсов (рис. 39, *б*, формула 2.6 или 2.7);

— немодулированной бесконечной последовательности прямоугольных импульсов (рис. 39, *в*, формула 2.1).

Рассматривая выражения (3.3), (2.6) и (2.1), нетрудно убедиться в том, что спектр одиночного импульса сплошной, а спектр бесконечной последовательности импульсов линейчатый. Спектр конечной последовательности импульсов является промежуточным звеном между сплошным и линейчатым спектрами и может рассматриваться как линейчатый спектр с конечной шириной линий спектра (так называемый «лепестковый спектр»).

Таким образом, по мере увеличения числа принимаемых импульсов спектральная характеристика суммарного сигнала претерпевает изменения — энергия сигнала

концентрируется в окрестностях частот, кратных частоте повторения импульсов. При этом размеры окрестностей тем меньше (а концентрация энергии тем выше), чем больше импульсов в последовательности.

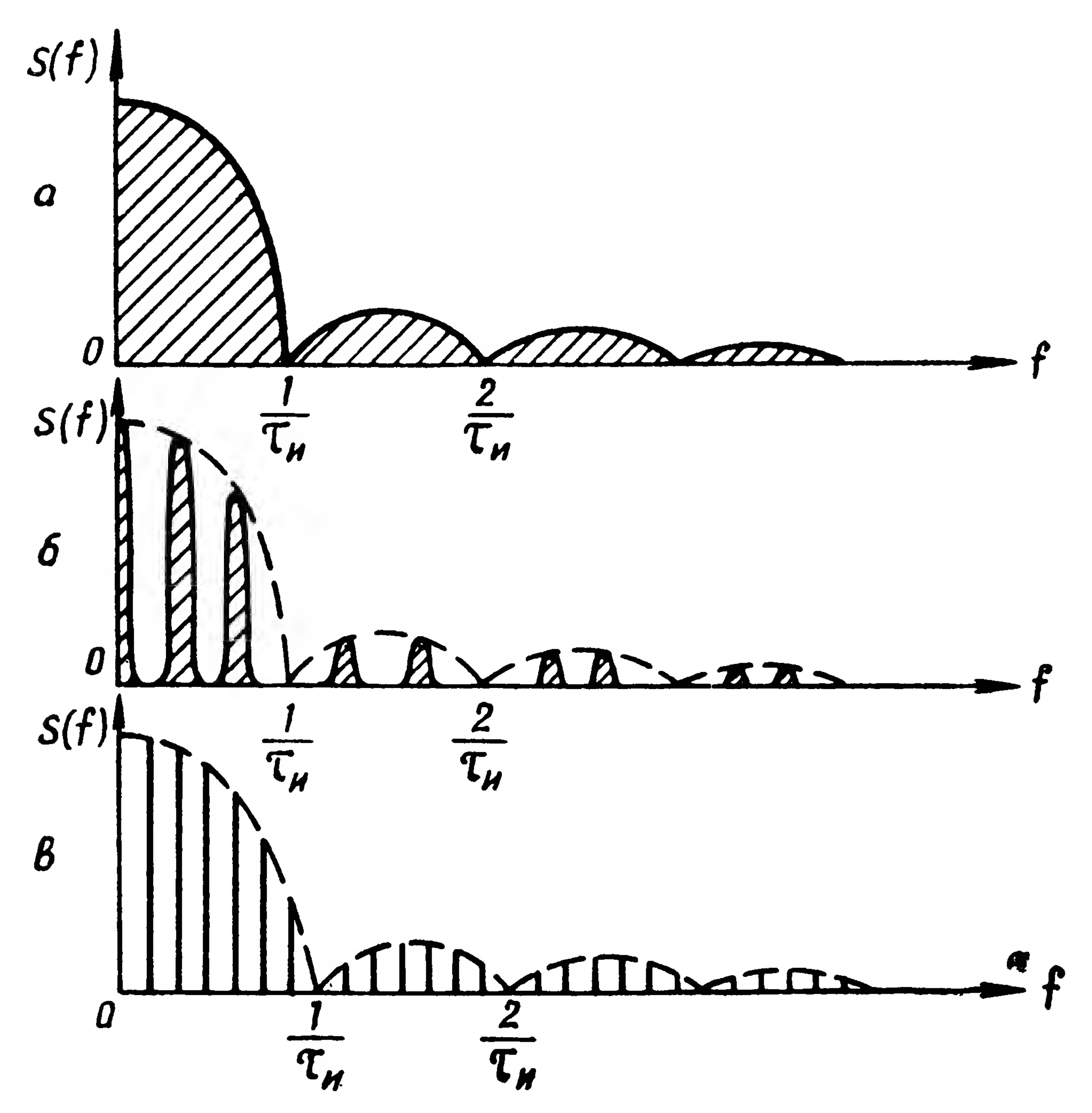


Рис. 39. Спектральные характеристики:

а — единичного прямоугольного импульса; *б* — немодулированной конечной последовательности прямоугольных импульсов; *в* — немодулированной бесконечной последовательности прямоугольных импульсов

На практике, как уже отмечалось ранее, в приемный тракт большинства радиолокационных станций в каждом цикле работы поступает определенное число отраженных импульсов. Следовательно, гребенчатые фильтры в когерентно-импульсных системах селекции движущихся целей должны подавить не просто все составляющие частоты повторения, а вполне определенные полосы частот в их окрестностях.

Для определения необходимой ширины полос подавления гребенчатого фильтра воспользуемся формулой (2.6).

Для подавляющего большинства современных когерентно-импульсных радиолокаторов справедливо неравенство $\tau_и \ll T_п$.

В этом случае сомножитель $\frac{\sin\frac{\omega\tau_и}{2}}{\frac{\omega\tau_и}{2}}$ в формуле (2.6) является значительно медленнее меняющейся функцией частоты по сравнению с сомножителем $\frac{\sin\frac{N\omega T_п}{2}}{\sin\frac{\omega T_п}{2}}$. Поэтому сомножитель $A\frac{\sin\frac{\omega\tau_и}{2}}{\frac{\omega\tau_и}{2}}$ можно рассматривать как характеристику огибающей спектра конечной последовательности видеоимпульсов, а сомножитель $\frac{\sin\frac{N\omega T_п}{2}}{\sin\frac{\omega T_п}{2}}$ как характеристику лепестков спектра.

Бóльшая часть энергии сигнала сконцентрирована в основных «лепестках» спектра (в пределах его активной ширины). Поэтому гребенчатый фильтр системы подавления должен представлять собой набор из некоторого числа элементарных режекторных фильтров, каждый из которых настроен на определенную составляющую частоты повторения импульсов и имеет полосу подавления не менее ширины соответствующего «лепестка» спектра.

Ширина каждого «лепестка» спектра может быть определена из условия

$$\sin\frac{N\omega_1 T_п}{2} = \sin\frac{N\omega_2 T_п}{2} = 0, \tag{3.4}$$

где ω_1 и ω_2 — граничные частоты «лепестка» спектра.

Так как частоты ω_1 и ω_2 являются соседними точками, в которых функция $\sin\frac{N\omega T_п}{2} = 0$, то

$$\frac{N\omega_2 T_п}{2} - \frac{N\omega_1 T_п}{2} = \pi,$$

откуда

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{2\pi}{NT_п} . \quad (3.5)$$

Разность $\omega_2 - \omega_1$ есть не что иное, как ширина «лепестка» спектра. Поэтому выражение (3.5) можно записать в таком виде:

$$\Delta f_л = \frac{1}{NT_п} , \quad (3.6)$$

где $\Delta f_л$ — ширина «лепестка».

Формула (3.6) определяет минимально необходимые полосы подавления гребенчатого фильтра, ширину которых можно окончательно выбрать только с учетом амплитудно-фазовых флуктуаций принимаемых сигналов и амплитудно-частотных нестабильностей аппаратуры станции в целом. Не приводя в подтверждение известные математические соотношения, отметим, что из-за фазовых и амплитудных флуктуаций принимаемых сигналов изменяется состав и расширяются спектры этих сигналов, а также перераспределяется энергия между различными частотными составляющими их.

Спектральный состав мешающих отражений во многом зависит от их природы, метеорологических и других условий. Обычно в качестве характеристики энергетического спектра наиболее распространенных мешающих отражений используют следующую аппроксимированную формулу:

$$W(f) = e^{-\frac{\alpha f^2}{f_0^2}} , \quad (3.7)$$

где $W(f)$ — энергетический спектр сигнала;
α — коэффициент аппроксимации, вполне определенный для каждого вида мешающих отражений.

Приведем некоторые экспериментальные найденные значения коэффициента α для десятисантиметрового диапазона волн [1]:

Местные предметы	$\alpha = 3\,(10^{17} \div 10^{10})$
Водная поверхность	$\alpha = 1{,}4 \cdot 10^{16}$ (при скорости ветра 2 *км/ч*)
Осадки	$\alpha = 4 \cdot 10^{15}$ (при скорости ветра 3—5,5 *км/ч*)
Облака	$\alpha = 2{,}8 \cdot 10^{15}$

Учитывая влияние флуктуаций принимаемых сигналов, полосы подавления гребенчатого фильтра следует брать несколько шире, чем это определено выражением (3.6). Количественно вопрос о расширении полос подавления решается в зависимости от конкретных условий: целевого назначения системы, ее технических характеристик (рабочего диапазона волн, длительности и частоты повторения импульсов и пр.) и условий эксплуатации.

Из нестабильностей аппаратуры на выбор ширины полос подавления гребенчатого фильтра наиболее существенное влияние оказывает нестабильность частоты повторения импульсов ($\Delta F_п$).

Ширина полос подавления гребенчатого фильтра при наличии некоторой абсолютной нестабильности частоты повторения импульсов ($\Delta F_п$) должна быть такой, чтобы все составляющие частоты повторения, подлежащие подавлению, находились в пределах этих полос. Другими словами, должно быть соблюдено неравенство

$$|\Delta F_п| n < \frac{\Delta F_{рф}}{2}, \tag{3.8}$$

где $\Delta F_{рф}$ — полоса подавления каждого режекторного фильтра.

Следовательно:

$$\Delta F_{рф} > 2n |\Delta F_п|. \tag{3.9}$$

Величина $\Delta F_{рф}$, определенная из условия (3.9), должна быть не больше ширины полос подавления, выбранной на основании выражения (3.6) с учетом флуктуаций принимаемых сигналов ($\Delta F_{фп}$), т. е.

$$\Delta F_{рф} \leqslant \Delta F_{фп}. \tag{3.10}$$

В противном случае необходимо предъявить более жесткие требования к стабильности частоты повторения импульсов, а при невозможности их выполнения идти на ухудшение качественных показателей системы — расширить до величины $\Delta F_{рф}$ отдельные полосы подавления гребенчатого фильтра, начиная с той, для которой не выполняется условие (3.10).

Амплитудно-частотная характеристика гребенчатого фильтра

Амплитудно-частотная характеристика гребенчатого фильтра определяет качество подавления мешающих отражений, степень искажения и ослабления полезных сигналов.

Идеальный гребенчатый фильтр должен иметь амплитудно-частотную характеристику (рис. 40, *б*), описываемую формулой для спектра подавляемого сигнала (рис. 40, *а*). В этом случае подавление сигнала будет полным. Но каждый конкретный сигнал в зависимости от характера отражающего объекта имеет свой определенный спектр. Следовательно, чтобы быть «идеальным», гребенчатый фильтр должен видоизменять свою характеристику в зависимости от спектрального состава подавляемых сигналов. Практически это невыполнимо.

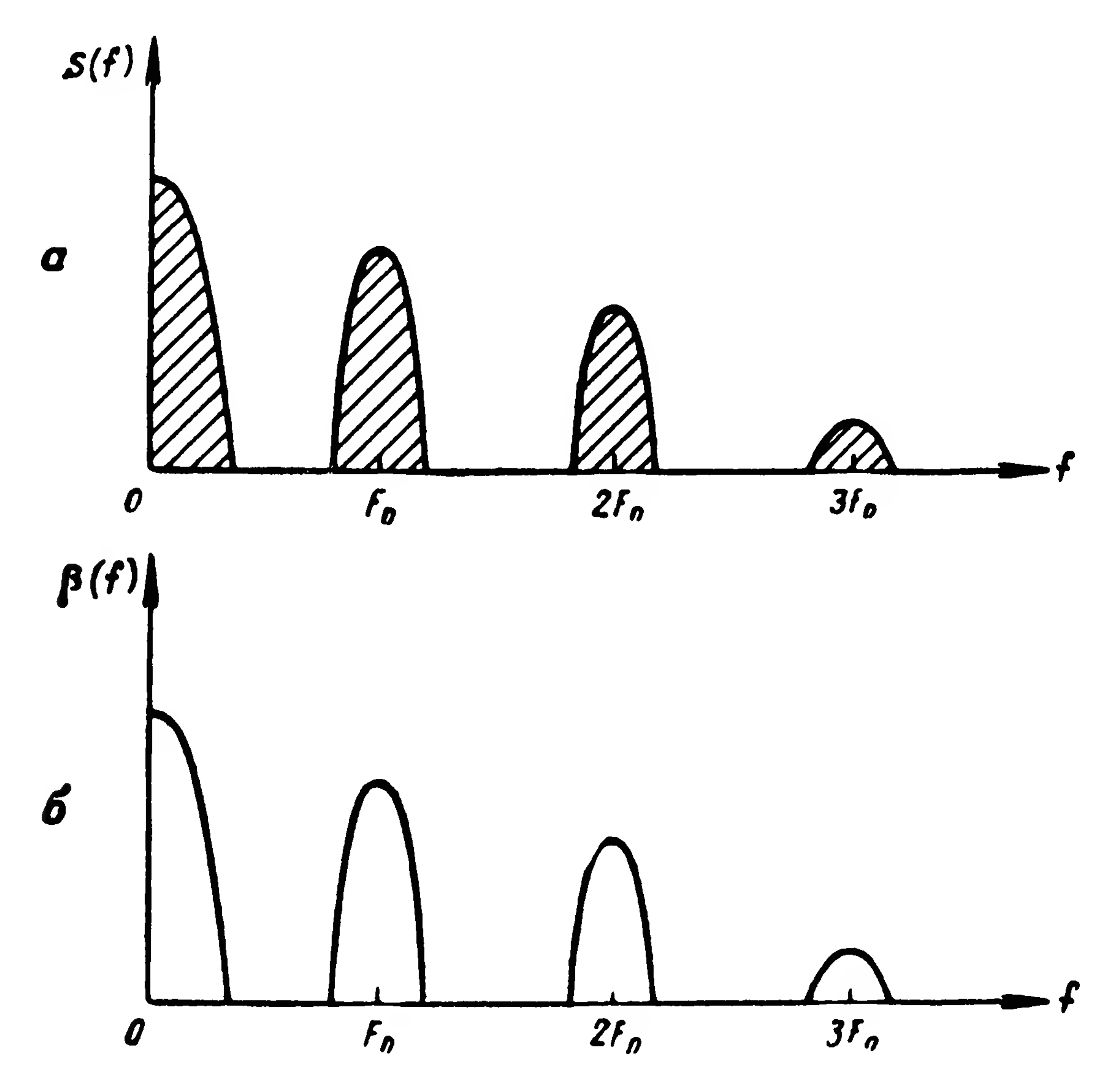


Рис. 40. Спектр подавляемых сигналов (*а*) и амплитудно-частотная характеристика гребенчатого фильтра (*б*)

Приближенный расчет элементов гребенчатого фильтра может быть произведен по известным формулам для режекторных фильтров. Получение же требуемой

характеристики фильтра связано с экспериментальным подбором отдельных элементов схемы.

Практически нет необходимости строго согласовывать характеристики гребенчатого фильтра подавления со спектральной характеристикой подавляемых сигналов. Во-первых, как уже отмечалось выше, спектры подавляемых сигналов весьма разнообразны. Во-вторых, не имеет смысла подавление сигналов ниже уровня шумов приемника. В-третьих, согласование характеристик фильтра и сигналов налагает жесткие требования на стабильность работы различных узлов аппаратуры (прежде всего узлов, связанных с обеспечением стабильности частоты повторения импульсов) и может оказаться, что даже небольшая нестабильность того или иного параметра системы приведет к таким частотным рассогласованиям этих характеристик, что потеряет смысл запроектированное их согласование.

В заключение следует отметить, что применение спектрального способа подавления мешающих отражений наиболее оправдано в системах непрерывного излучения и когерентно-импульсных системах малой скважности.

2. Компенсационный способ подавления мешающих отражений

Сущность компенсационного способа заключается в сравнении в противофазе отраженных сигналов через промежуток времени, равный (кратный) периоду повторения импульсов или периоду вращения антенны. Часто-

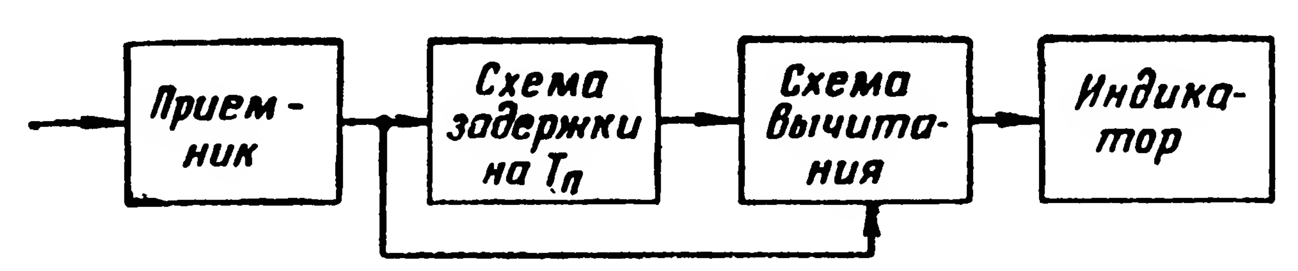


Рис. 41. Блок-схема устройства с череспериодным вычитанием сигналов

та сравнения зависит от целевого назначения радиолокационной станции и частоты посылок импульсов или скорости вращения антенной системы. Наибольшее распространение получил компенсационный способ сравнения сигналов через один период повторения импуль-

сов. В этом случае отраженные сигналы, принятые в том или ином цикле работы станции, вычитаются из отраженных сигналов, принятых в предыдущем цикле и задержанных на время, равное периоду повторения импульсов. Отсюда название этого способа — способ череспериодного вычитания.

Упрощенная блок-схема устройства с череспериодным вычитанием, приведенная на рис. 41, и эпюры сигналов в различных точках схемы этого устройства (рис. 42) поясняют физическую сущность компенсационного способа подавления мешающих отражений.

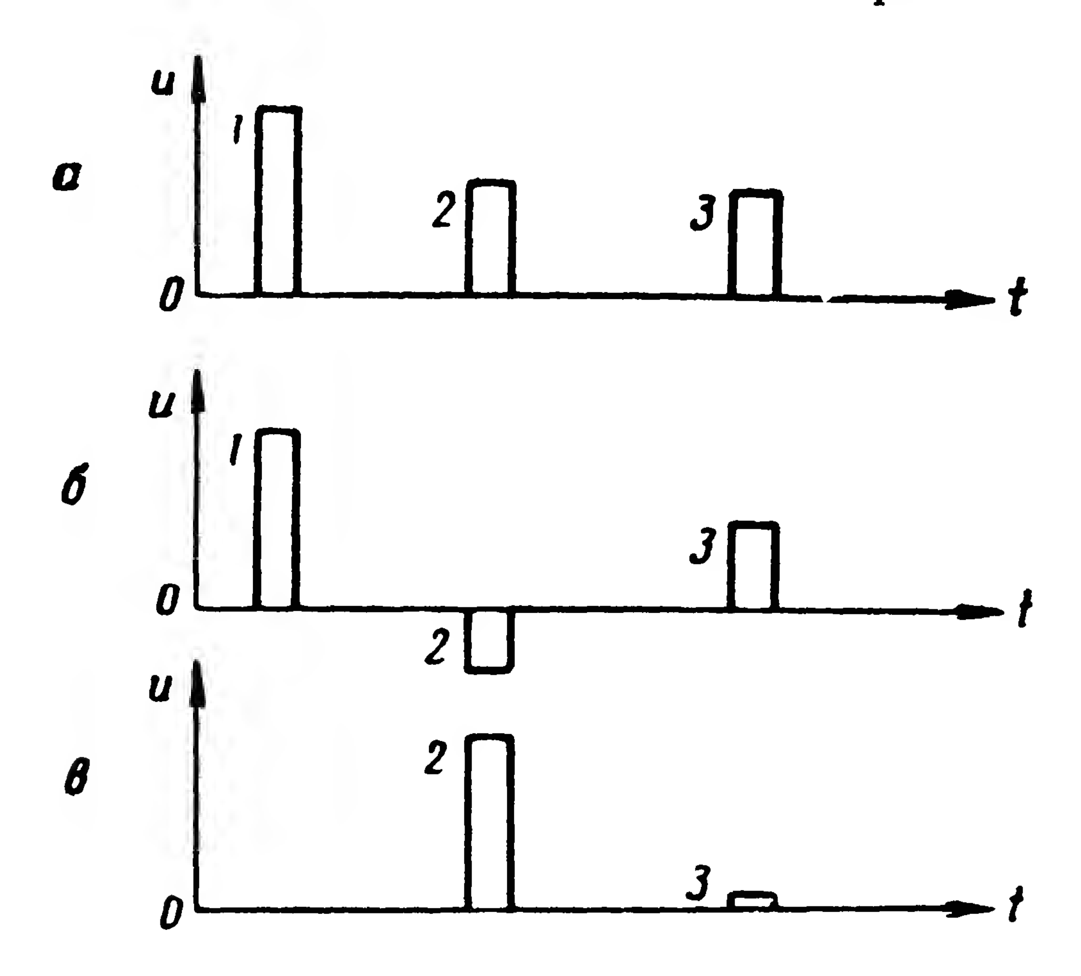


Рис. 42. Эпюры сигналов в различных точках схемы устройства с череспериодным вычитанием:

а — на выходе приемника; *б* — на выходе схемы задержки на $T_п$; *в* — на выходе схемы вычитания

Определим характер изменения сигналов от движущихся целей на выходе схемы вычитания. Для этого воспользуемся ранее найденными выражениями для сигналов на выходе фазового детектора (1.33, 1.34, 1.35).

В конечном счете нас интересует переменная составляющая выходного напряжения фазового детектора, описываемая с достаточной степенью точности выражением

$$u_{вых} = U_m \cos\psi(t) = U_m \cos(\varphi_р \pm \Omega_д t). \qquad (3.11)$$

Изменение амплитуды сигналов от движущейся цели на выходе детектора от цикла к циклу работы станции может быть представлено группой выражений:

$$\left.\begin{aligned} u_{\text{вых.1}} &= U_m \cos(\varphi_р \pm \Omega_д t); \\ u_{\text{вых.2}} &= U_m \cos[\varphi_р \pm \Omega_д (t + T_п)]; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ u_{\text{вых.}N} &= U_m \cos\{\varphi_р \pm \Omega_д [t + (N-1) T_п]\}; \\ u_{\text{вых.}N+1} &= U_m \cos[\varphi_р \pm \Omega_д (t + N T_п)]. \end{aligned}\right\} \quad (3.12)$$

В результате попарного сравнения этих сигналов на выходе схемы вычитания будут иметь место импульсные напряжения, описываемые выражениями:

$$\left.\begin{aligned} \Delta u_{\text{I}} &= u_{\text{вых.1}} - u_{\text{вых.2}} = -2U_m \sin\left(\mp \frac{\Omega_д T_п}{2}\right) \times \\ &\times \sin\left[\varphi_р \pm \Omega_д \left(t + \frac{T_п}{2}\right)\right]; \\ \Delta u_{\text{II}} &= u_{\text{вых.2}} - u_{\text{вых.3}} = -2U_m \sin\left(\mp \frac{\Omega_д T_п}{2}\right) \times \\ &\times \sin\left[\varphi_р \pm \Omega_д \left(t + \frac{3T_п}{2}\right)\right]; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \Delta u_N &= u_{\text{вых.}N} - u_{\text{вых.}N+1} = \\ &= -2U_m \sin\left(\mp \frac{\Omega_д T_п}{2}\right) \times \\ &\times \sin\left[\varphi_р + \Omega_д \left(t + \frac{2N-1}{2} T_п\right)\right]. \end{aligned}\right\} \quad (3.13)$$

Сомножитель $\sin\left(\mp \frac{\Omega_д T_п}{2}\right)$ не зависит от аргумента и, следовательно, характеризует амплитуду результирующего сигнала на выходе схемы вычитания:

$$U_{mр} = -2U_m \sin\left(\mp \frac{\Omega_д T_п}{2}\right). \quad (3.14)$$

Амплитудно-частотная характеристика схемы компенсации (на рис. 43 показана сплошной линией) описывается выражением

$$K_1(F) = \left| \frac{U_{m\text{р}}}{2U_m} \right| = \left| \sin \pi \frac{F_\text{д}}{F_\text{п}} \right|. \qquad (3.15)$$

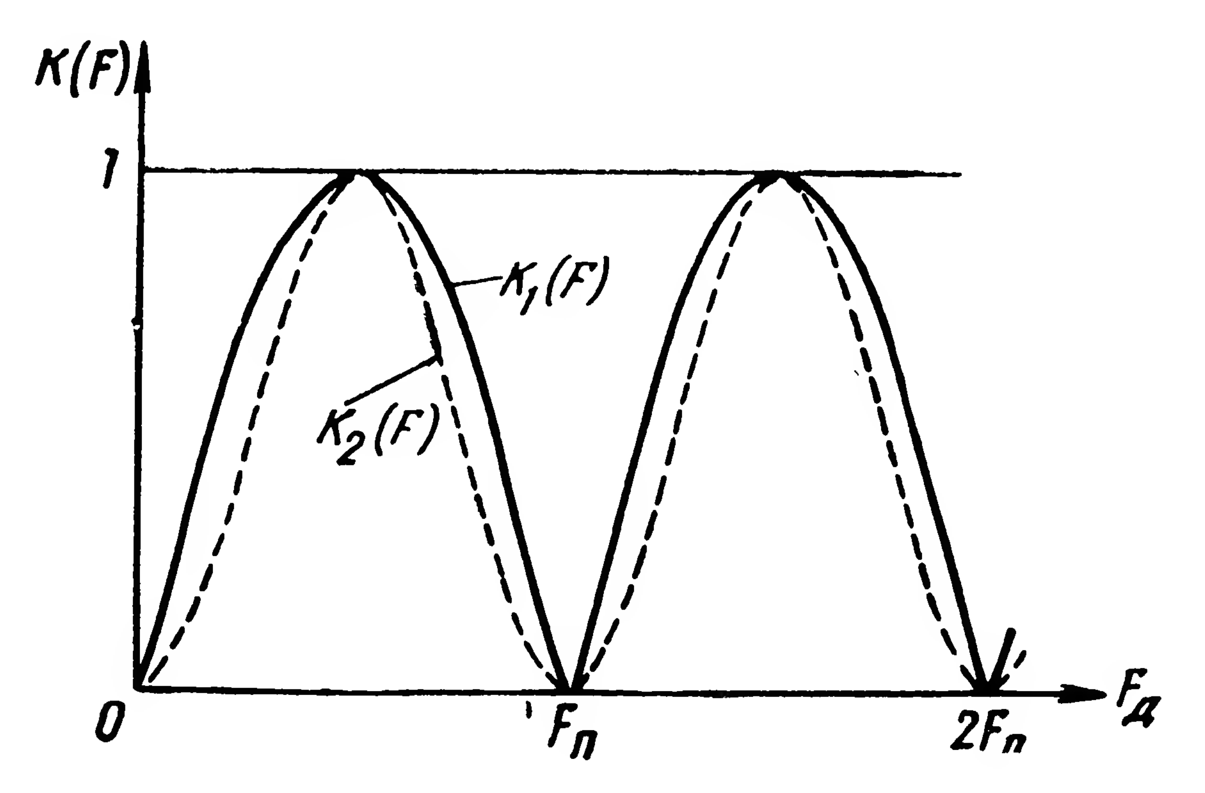


Рис. 43. Амплитудно-частотная характеристика схемы компенсации

Амплитудно-частотная характеристика компенсирующего устройства с череспериодным вычитанием сигналов напоминает характеристику гребенчатого фильтра подавления. Усложнив несколько схему компенсации, можно добиться еще большего приближения ее амплитудно-частотной характеристики к характеристике гребенчатого фильтра. В качестве примера рассмотрим схему двойной компенсации сигналов (рис. 44).

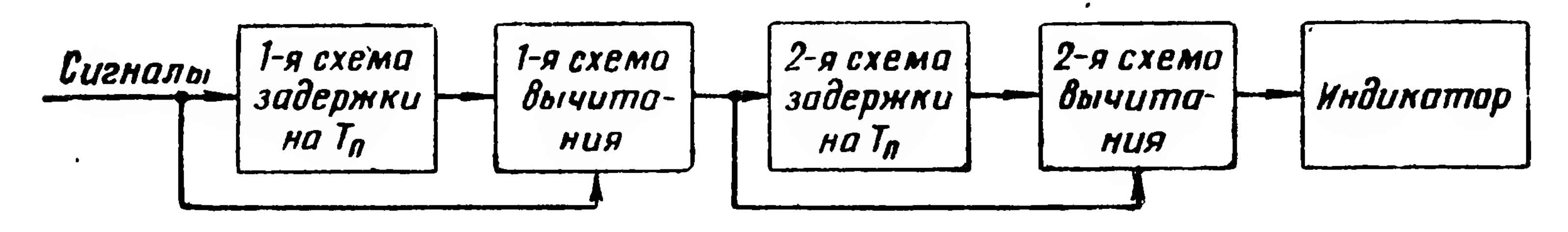


Рис. 44. Блок-схема устройства с двойной компенсацией сигналов

Сигналы после первой схемы вычитания вторично задерживаются на время, равное периоду повторения импульсов, и затем сравниваются с соответствующими результатами первого сравнения.

Выходные сигналы схемы двойной компенсации равны:

$$\left.\begin{aligned} \Delta u_{\mathrm{I}\text{дв}} &= \Delta u_{\mathrm{I}} - \Delta u_{\mathrm{II}} = -4U_m \sin^2\left(\mp \frac{\Omega_\text{д} T_\text{п}}{2}\right) \times \\ &\times \cos\left[\varphi_\text{р} \pm \Omega_\text{д}(t + T_\text{п})\right]; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \Delta u_{N\text{дв}} &= \Delta u_N - \Delta u_{N+1} = -4U_m \sin^2\left(\mp \frac{\Omega_\text{д} T_\text{п}}{2}\right) \times \\ &\times \cos\left[\varphi_\text{р} \pm \Omega_\text{д}(t + NT_\text{п})\right]. \end{aligned}\right\} \quad (3.16)$$

Сомножитель $\sin^2\left(\mp \frac{\Omega_\text{д} T_\text{п}}{2}\right)$ характеризует амплитуду выходного сигнала схемы двойной компенсации:

$$U_{m\text{р}_\text{дв}} = -4U_m \sin^2\left(\mp \frac{\Omega_\text{д} T_\text{п}}{2}\right). \quad (3.17)$$

Амплитудно-частотная характеристика устройства двойной компенсации

$$K_2(F) = \left|\frac{U_{m\text{р}_\text{дв}}}{4U_m}\right| = \left|\sin^2 \pi \frac{F_\text{д}}{F_\text{п}}\right| \quad (3.18)$$

представлена на рис. 43 пунктирной линией. Такая характеристика называется квадратичной, так как

$$K_2(F) = K_1^2(F).$$

Сравним качество подавления мешающих отражений в простой схеме компенсации и в схеме с двойной задержкой сигналов.

В реальных условиях передаточные характеристики прямого и задержанного каналов различны. С учетом этого результаты первого сравнения сигналов могут быть представлены следующими выражениями:

$$\left.\begin{aligned} \Delta u_{\mathrm{I}} &= K_{1\text{з}}(F) \cdot u_{\text{вых}.1} - K_{1\text{п}}(F) \cdot u_{\text{вых}.2}; \\ \Delta u_{\mathrm{II}} &= K_{1\text{з}}(F) \cdot u_{\text{вых}.2} - K_{1\text{п}}(F) \cdot u_{\text{вых}.3}; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \Delta u_N &= K_{1\text{з}}(F) \cdot u_{\text{вых}.N} - K_{1\text{п}}(F) \cdot u_{\text{вых}.N+1}. \end{aligned}\right\} \quad (3.19)$$

Здесь $K_{1п}(F)$ и $K_{1з}(F)$ — коэффициенты передачи сигналов прямого и задержанного каналов соответственно.

Паразитная амплитудная флуктуация отраженных сигналов практически исключается в приемном тракте до фазового детектора. Поэтому можно считать, что сигналы от неподвижных объектов в каждом конкретном случае имеют вполне определенную и неизменную от цикла к циклу работы станции амплитуду, т. е.

$$u_{вых.1} = u_{вых.2} = u_{вых.3} = \ldots = u_{вых.N} = u_{вых}.$$

Тогда группа выражений (3.19) в общем виде может быть представлена следующим образом:

$$\Delta u = u_{вых} \, [K_{1з}(F) - K_{1п}(F)]. \quad (3.20)$$

Степень подавления мешающих отражений определяется обычно отношением $\left|\frac{\Delta u}{u}\right|$, которое в случае использования простой схемы компенсации равно

$$\left|\frac{\Delta u}{u}\right| = |K_{1з}(F) - K_{1п}(F)|. \quad (3.21)$$

Таким образом, степень подавления мешающих отражений зависит от того, насколько велико различие передаточных характеристик прямого и задержанного каналов.

В случае использования компенсирующего устройства с двойной задержкой сигналов результаты второго сравнения будут равны:

$$\left.\begin{aligned} \Delta u_{Iдв} &= K_{2з}(F) \cdot \Delta u_{I} - K_{2п}(F) \cdot \Delta u_{II}; \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \Delta u_{Nдв} &= K_{2з}(F) \cdot \Delta u_{N} - K_{2п}(F) \cdot \Delta u_{N+1}. \end{aligned}\right\} \quad (3.22)$$

В общем виде

$$\Delta u_{дв} = \Delta u \, [K_{2з}(F) - K_{2п}(F)] =$$
$$= u_{вых} \, [K_{1з}(F) - K_{1п}(F)] \, [K_{2з}(F) - K_{2п}(F)], \quad (3.23)$$

где $K_{2п}(F)$ и $K_{2з}(F)$ — коэффициенты передачи сигналов прямого и задержанного каналов второй схемы компенсации.

Степень подавления мешающих отражений в схеме двойной компенсации

$$\left| \frac{\Delta u_{дв}}{u} \right| = \left| [K_{1з}(F) - K_{1п}(F)][K_{2з}(F) - K_{2п}(F)] \right|. \quad (3.24)$$

Очевидно, что при любых обстоятельствах

$$| K_{2з}(F) - K_{2п}(F) | \ll 1,$$

следовательно:

$$\left| \frac{\Delta u_{дв}}{u} \right| \ll \left| \frac{\Delta u}{u} \right|. \quad (3.25)$$

Таким образом, качество подавления мешающих отражений в схеме с двойной задержкой сигналов намного выше, чем в простой схеме компенсации.

Усложнение устройства компенсации может быть продолжено, однако не следует забывать о том, что применение схем задержек связано со значительным ослаблением передаваемых по ним полезных сигналов.

В качестве средств, осуществляющих непосредственную задержку сигналов, применяются электромагнитные линии, ультразвуковые линии и электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов.

Электромагнитные линии задержки

Идеальное устройство задержки должно обеспечивать передачу отраженных сигналов без искажений. Амплитудно-частотная и фазовая характеристики такого устройства имели бы вид, подобный представленному на рис. 45.

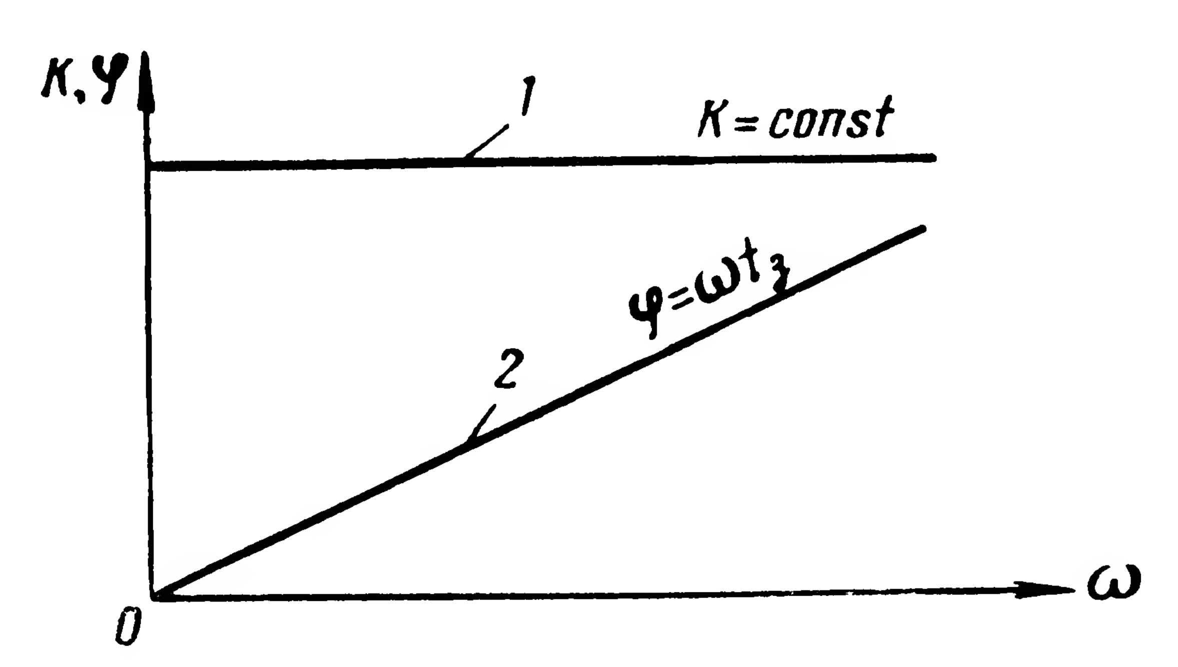


Рис. 45. Амплитудно-частотная (*1*) и фазовая (*2*) характеристики идеального устройства задержки сигналов

Однако любая электрическая система вносит некоторые искажения в форму передаваемых сигналов.

Близка к идеальному устройству задержки однородная (с распределенными параметрами) линия в режиме бегущей волны.

Наиболее распространенный тип однородной линии задержки — высокочастотный коаксиальный кабель со сплошным диэлектрическим заполнением, нагруженный на активное сопротивление $R_н$, равное волновому $\rho_л$:

$$R_н = \rho_л = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}, \tag{3.26}$$

где L_0 — погонная индуктивность кабеля;
C_0 — погонная емкость кабеля.

Скорость распространения волн в таком кабеле зависит от его погонных параметров:

$$v_ф = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}, \tag{3.27}$$

а время задержки сигналов

$$t_з = \frac{l}{v_ф} = l\sqrt{L_0 C_0}, \tag{3.28}$$

где l — длина кабеля.

Известно, что погонные параметры линии L_0 и C_0 связаны между собой следующим образом:

$$L_0 C_0 = \frac{\mu\varepsilon}{c^2},$$

где μ и ε — соответственно магнитная и диэлектрическая проницаемости.

С учетом последнего соотношения выражение (3.28) может быть несколько преобразовано:

$$t_з = \frac{l\sqrt{\mu\varepsilon}}{c}. \tag{3.29}$$

Для наиболее широко используемых кабельных заполнителей $\mu = 1$, а ε имеет порядок нескольких единиц (например, для полиэтилена $\varepsilon = 2{,}25$). Легко подсчитать, что для осуществления задержки сигналов на сотни или даже тысячи микросекунд потребуются десятки километров кабеля.

Для получения практически приемлемых габаритов устройства задержки можно было бы применить диэлектрики с высокой диэлектрической проницаемостью ($\varepsilon = 100 \div 150$), но при этом значительно уменьшится волновое сопротивление кабеля, так как величина его пропорциональна $\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$. Поэтому целесообразнее увеличивать погонную индуктивность кабеля, что достигается применением в качестве его внутреннего проводника спирали, намотанной на гибкую изоляционную трубку.

Волновое сопротивление такого кабеля

$$\rho_{л}\,[ом] = 100\sqrt{\frac{2Ddn^2}{\varepsilon}}, \qquad (3.30)$$

а время задержки

$$t_з\left[\frac{мксек}{м}\right] = 10^{-2}\sqrt{\frac{\varepsilon D^3 n^2}{2d}}, \qquad (3.31)$$

где D — диаметр кабеля, *см*;
d — толщина диэлектрического заполнения, *см*;
n — число витков спирали на 1 *см*.

Реальный коаксиальный кабель не является абсолютно неискажающей системой, так как он обладает активными погонными параметрами R_0 и G_0.

Параметр R_0 характеризует потери, обусловленные сопротивлением проводов. Величина его пропорциональна $\sqrt{f}$. Параметр G_0 характеризует потери в изоляции кабеля. Величина его пропорциональна f^2.

Зависимость активных параметров от частоты обусловливает в свою очередь зависимость коэффициента передачи и волнового сопротивления кабеля от частоты, что приводит к искажению передаваемых сигналов.

Магнитодиэлектрический кабель со спиральным внутренним проводником вызывает еще большие искажения сигналов, так как с увеличением частоты уменьшается его погонная индуктивность из-за несинфазности токов в соседних витках.

Основным недостатком устройств задержки с однородными линиями, ограничивающим область их применения, является громоздкость конструкции. Поэтому практически коаксиальный кабель в качестве средства

задержки используется в устройствах, где необходимо получить задержку сигналов всего в несколько микросекунд.

Другой разновидностью электромагнитных линий задержки является искусственная линия, состоящая из некоторого числа последовательно соединенных ячеек LC, нагруженная на активное сопротивление $R_н = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Время задержки сигналов в искусственной линии, состоящей из n одинаковых ячеек LC, равно

$$t_з = n\sqrt{LC}. \tag{3.32}$$

Из выражения (3.32) видно, что одна и та же задержка сигналов может быть достигнута при различном числе ячеек линии за счет изменения параметров L и C. Однако следует помнить, что увеличение параметров ячеек LC «загрубляет» модель искусственной линии, повышает искажение передаваемых сигналов.

Искусственная линия обладает одним неоспоримым преимуществом по сравнению с однородной линией — конструкция устройства задержки сигналов с ее применением менее громоздка. Но зато искусственная линия задержки вносит большие фазовые искажения и значительно хуже согласуется.

Искусственные линии применяются, как правило, для получения задержки сигналов на время, не превышающее 15—20 *мксек.*

Ультразвуковые линии задержки

В основу применения ультразвуковых линий в качестве средств задержки сигналов положена возможность преобразования передаваемых сигналов в ультразвуковые колебания, скорость распространения которых в некоторых средах относительно мала. На входном конце линии сигналы, подлежащие задержке, преобразуются в ультразвуковые колебания, которые распространяются по звукопроводу. На выходе линии происходит обратное преобразование ультразвука в сигналы первоначального вида. Эти преобразования сигналов осуществляются при помощи магнито- или электрострикции.

Магнитострикционные линии задержки. Магнитострикционный эффект заключается в изменении разме-

ров изделий из ферромагнитных материалов под действием магнитного поля. При этом изделия из одних материалов подвергаются сжатию (никель), изделия из других материалов — растяжению (пермаллой).

Относительная деформация изделий под действием магнитного поля чрезвычайно мала (рис. 46). Величина

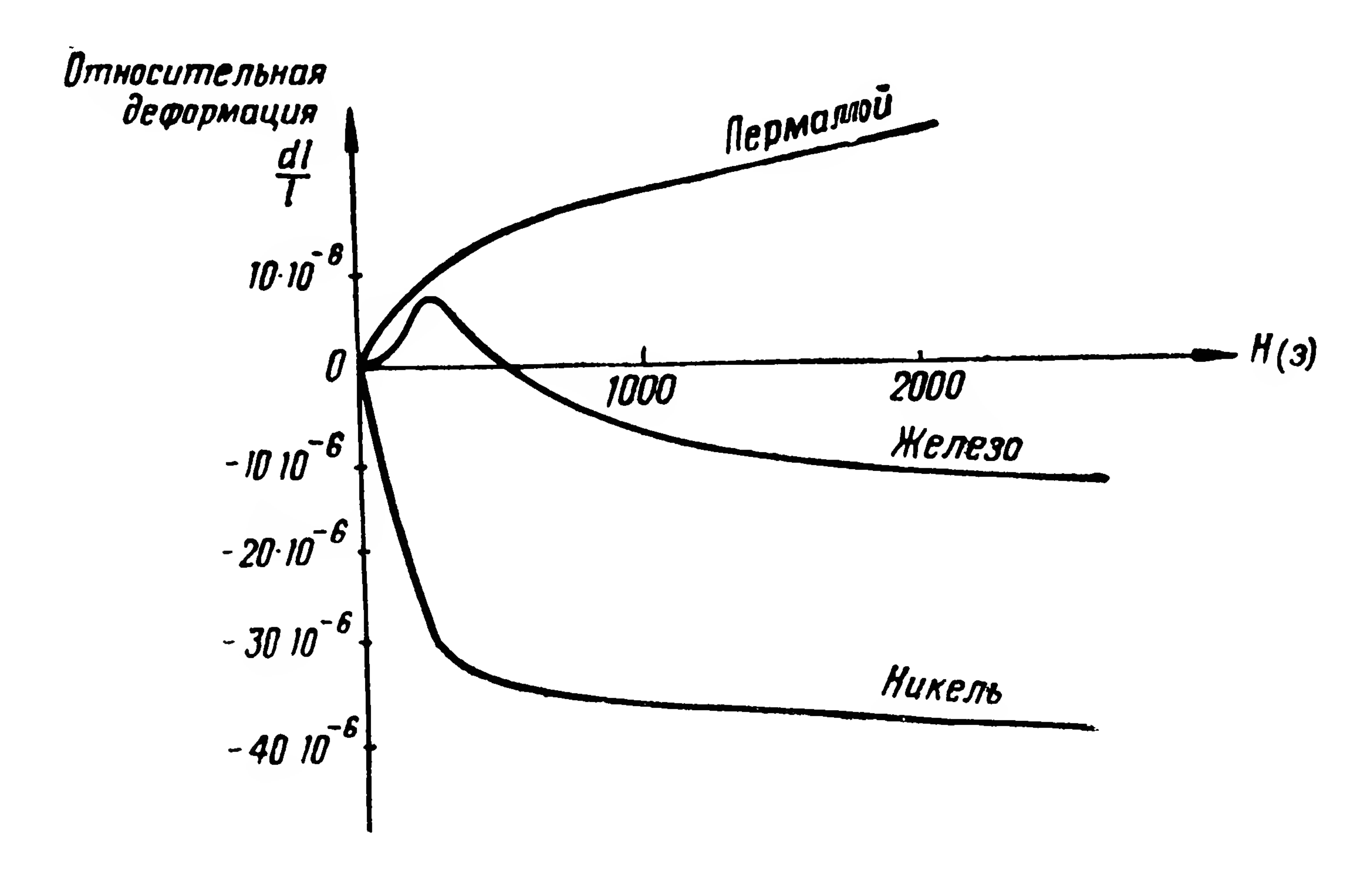


Рис. 46. Зависимость относительной деформации изделий из различных материалов от напряженности магнитного поля

ее определяется прежде всего магнитострикционными свойствами материала, из которого изготовлено изделие, и напряженностью магнитного поля.

Если изделие из ферромагнитного материала поместить в периодически изменяющееся магнитное поле, то в нем возникнут механические ультразвуковые колебания.

Ферромагнитным материалам свойственно и явление обратной магнитострикции — изменение намагниченности при их деформации.

Наиболее ярко магнитострикционный эффект проявляется у изделий из никеля. Этим объясняется широкое использование последнего в магнитострикционных ультразвуковых устройствах.

В результате проведения многочисленных экспериментов было установлено следующее:

— зависимость деформации от величины магнитной индукции поляризующего поля с достаточной степенью точности описывается формулой

$$\frac{dl}{l} = kB^2, \tag{3.33}$$

где k — коэффициент пропорциональности;

B — магнитная индукция;

— относительная деформация при продольной магнитострикции небезгранична — при некоторой напряженности магнитного поля магнитострикция достигает области насыщения;

— относительная деформация при объемной магнитострикции значительно слабее, чем при продольной, но не имеет области насыщения;

— при небольших изменениях магнитной индукции поляризующего поля приращение деформации линейно зависит от изменений магнитного поля:

$$\Delta\left(\frac{dl}{l}\right) = 2kB\,\Delta B, \tag{3.34}$$

где $\Delta\left(\frac{dl}{l}\right)$ — приращение деформации;

ΔB — приращение магнитной индукции поля.

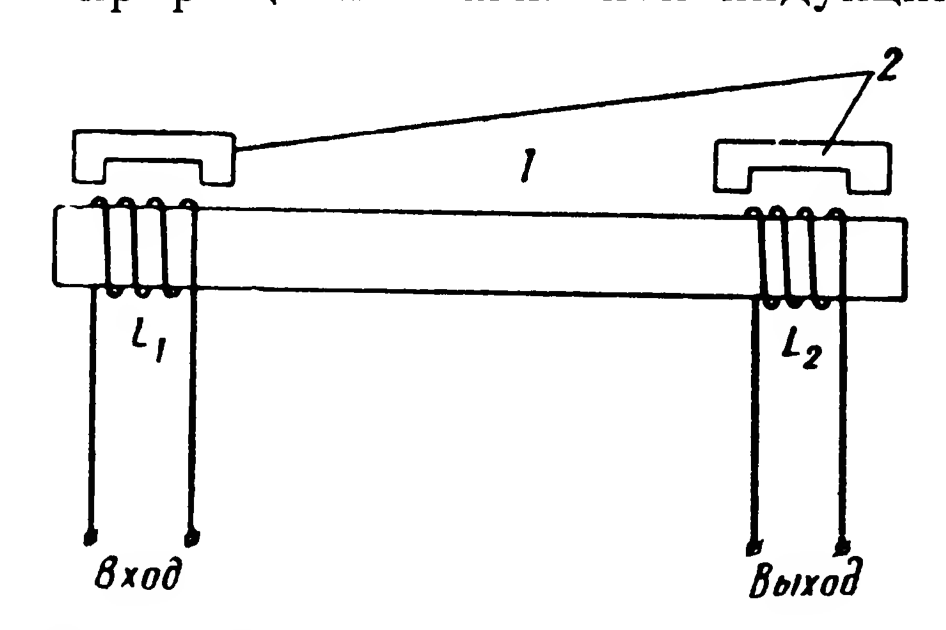


Рис. 47. Магнитострикционная линия задержки:

1 — лента из ферромагнитного материала; *2* — поляризующие постоянные магниты

На рис. 47 схематически изображена конструкция магнитострикционной линии задержки. На концах ленты *1* (или тонкостенной трубки) из ферромагнитного материала навиты две катушки L_1 и L_2. Поляризующие

постоянные магниты 2 расположены так, что создаваемые ими поля направлены параллельно продольной оси ленты (трубки). Сигналы, подлежащие задержке, подводятся на несущей частоте $f_{нес}$ к передающей преобразовательной катушке L_1. Быстрые изменения тока в передающей катушке вызывают появление в ферромагнитной ленте механических ультразвуковых колебаний, распространяющихся вдоль ленты в виде продольных волн со скоростью

$$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \tag{3.35}$$

где E — модуль упругости металла первого рода;
ρ — плотность металла.

Для никеля $v = 4800$ *м/сек*.

При прохождении ультразвуковой волны лента (трубка) периодически изменяет свои размеры, а следовательно, периодически изменяется плотность материала, из которого она изготовлена. В результате этого происходит изменение магнитного потока, пронизывающего приемную катушку L_2, и в ней наводится электродвижущая сила, которая представляет собой выходной сигнал, задержанный относительно входного на время

$$t_з = l\sqrt{\frac{\rho}{E}},$$

где l — расстояние между катушками L_1 и L_2.

Вследствие относительно малой скорости распространения ультразвуковых колебаний конструкция устройства задержки сигналов с магнитострикционной линией получается простой и имеет небольшие размеры (для задержки сигналов на время 50 *мксек* требуется лента из никеля всего в 24 *см* длиной). Габариты устройства задержки могут быть еще более уменьшены, если использовать проволочную магнитострикционную линию, по которой распространяются крутильные колебания.

Большое достоинство магнитострикционных линий задержки — удобство многократного съема задержанных сигналов.

Опытным путем установлено, что степень искажения задержанных сигналов зависит главным образом от по-

перечных размеров магнитострикционной линии и длины намотки преобразовательных катушек.

Во избежание появления сильных искажений задержанных сигналов диаметр стержня магнитострикционной линии не должен превышать 1/3 длины ультразвуковой волны. По этой же причине длина намотки каждой преобразовательной катушки выбирается меньше 1/2 длины ультразвуковой волны.

Число витков каждой преобразовательной катушки выбирается из условия получения возможно большей амплитуды выходных сигналов линии задержки.

Зависимость амплитуды задержанных сигналов от числа витков приемной катушки представлена на рис. 48.

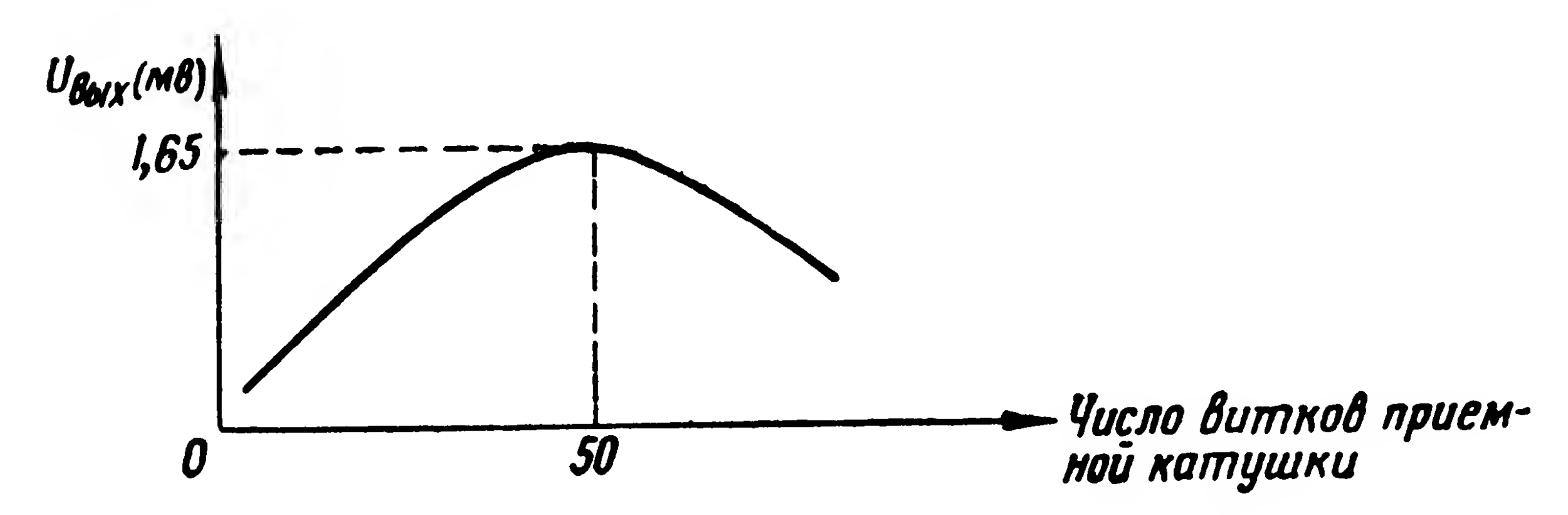


Рис. 48. Зависимость амплитуды задержанных сигналов от числа витков приемной катушки

Уменьшение амплитуды задержанных сигналов при увеличении числа витков катушки сверх оптимального значения объясняется тем, что отдаленные от никелевого стержня витки имеют с ним слабую связь, а потери энергии в катушке непрерывно растут с увеличением числа витков.

Магнитострикционные линии задержки не получили широкого применения в современной радиолокационной технике из-за ряда существенных недостатков:

— наличия сильных вторичных отражений от концов линии, вызывающих появление посторонних мешающих сигналов;

— сравнительно низкого значения допустимой несущей частоты ультразвука (500—600 *кгц*) и, как следствие, узкой полосы пропускания (до 300 *кгц*), что приводит к заметному искажению задержанных сигналов;

— большого затухания передаваемых сигналов в ре-

зультате их двойного преобразования и прохождения через ферромагнитную среду.

Для подавления паразитных отраженных сигналов в магнитострикционных линиях задержки применяют специальные поглощающие прокладки, которые прижимаются к концам линии (рис. 49). Непреновая прокладка длиной 3 *см* обеспечивает ослабление отраженного сиг-

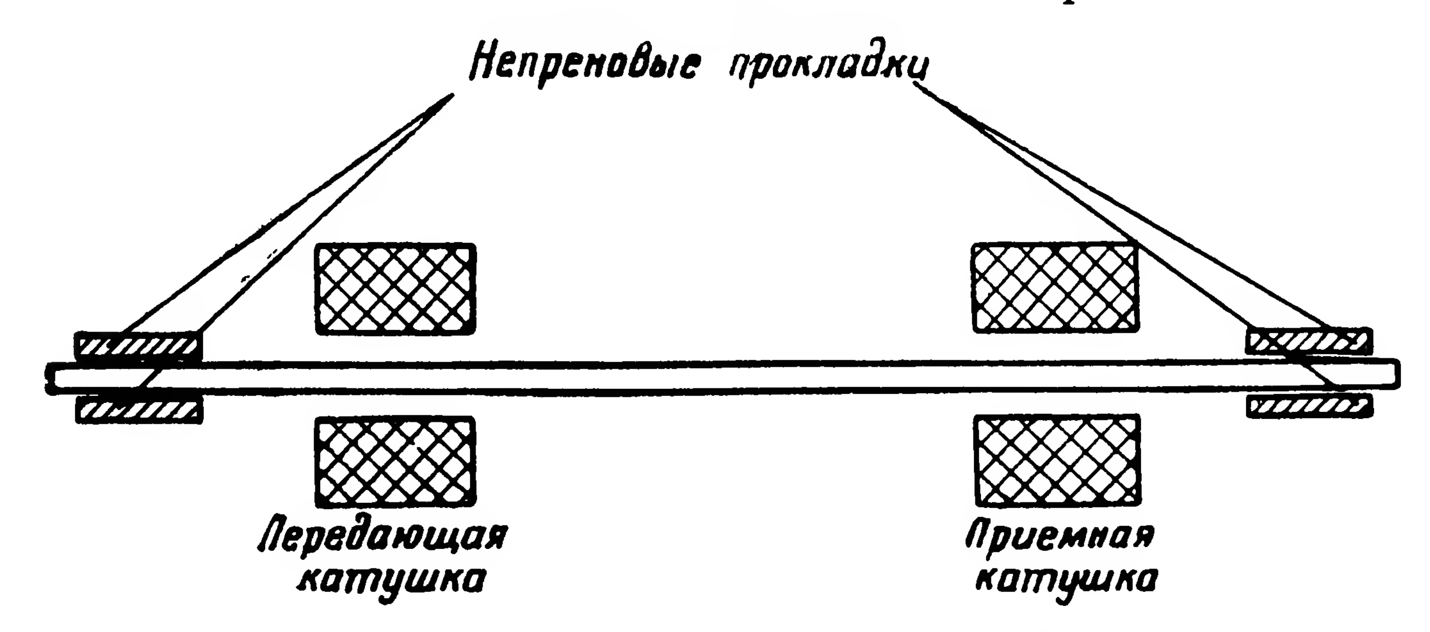


Рис. 49. Магнитострикционная линия задержки с поглощающими прокладками

нала на 7 *дб* при прохождении его в одном направлении. Таким образом, сигнал, отраженный от приемного конца линии, оказывается ослабленным у приемной катушки на 14 *дб*. Однако такое ослабление паразитных отражений не всегда достаточно.

Более эффективным является компенсационный способ подавления паразитных отражений в магнитострикционных линиях задержки. В этом случае линия задержки состоит из двух ферромагнитных лент, отличающихся одна от другой только тем, что приемный конец од-

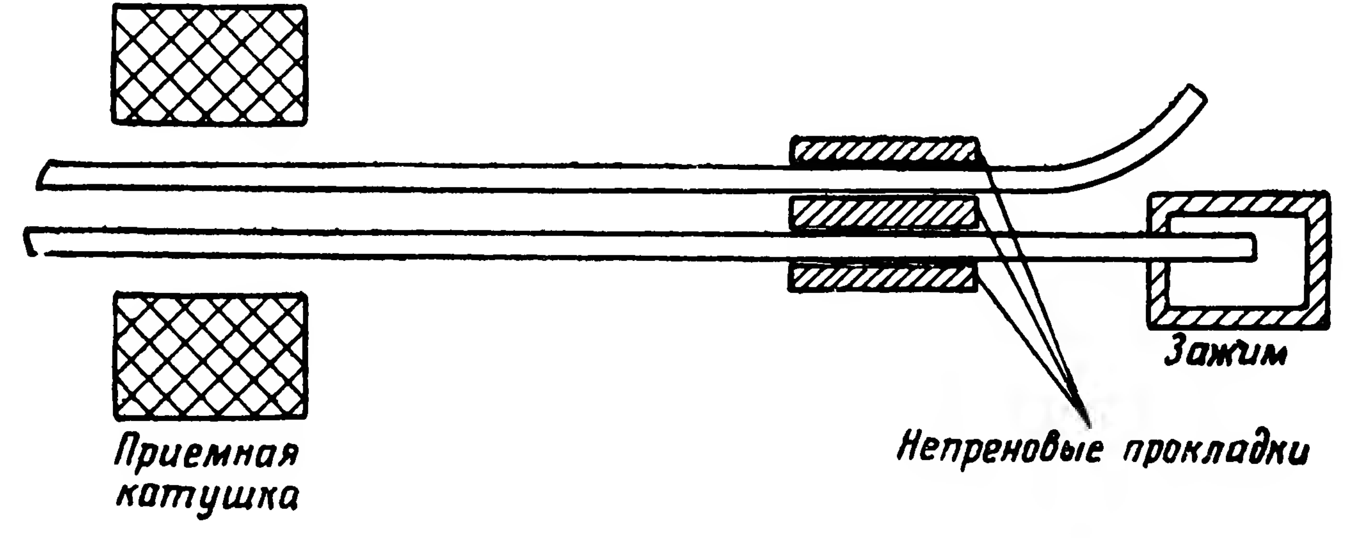


Рис. 50. Компенсационный способ подавления паразитных отражений в магнитострикционных линиях задержки

ной из них закреплен в большой упругой массе, тогда как приемный конец другой свободен (рис. 50). Полярность сигнала, отраженного от закрепленного конца линии, совпадает с полярностью прямого сигнала. Полярность же сигнала, отраженного от свободного конца линии, противоположна полярности прямого сигнала. Так как отраженные сигналы обеих лент одновременно достигают приемной катушки, то наведенные ими в ней напряжения взаимно компенсируются.

В заключение приведем в качестве примера технические данные одной из зарубежных магнитострикционной линии задержки сигналов на 90 *мксек*.

Вид линии задержки	Лента
Материал ленты	Никель
Количество лент	2
Поперечные размеры ленты	0,2×0,5 *мм*

Катушки намотаны проводом ⌀ 0,08 *мм* на каркасе диаметром 1,6 *мм*; передающая катушка состоит из 200 витков при длине намотки 4,8 *мм*, приемная катушка — из 100 витков при длине намотки 3,2 *мм*

Потери энергии сигналов	35 *дб*
Ширина полосы пропускания	300 *кгц*
Средняя частота	200 *кгц*
Входное сопротивление	500 *ом*
Выходное сопротивление	50 *ом*

Электрострикционные линии задержки основаны на использовании пьезоэлектрического эффекта, сущность которого состоит в том, что при механических деформациях кристаллов некоторых веществ (кварца, турмалина, титаната бария, сегнетовой соли и др.) на их гранях возникают электрические заряды противоположных знаков. Кристаллам этих веществ свойствен также обратный пьезоэлектрический эффект — изменение их линейных размеров под действием электрического поля.

Основными элементами электрострикционной линии задержки (рис. 51) являются входной (передающий)

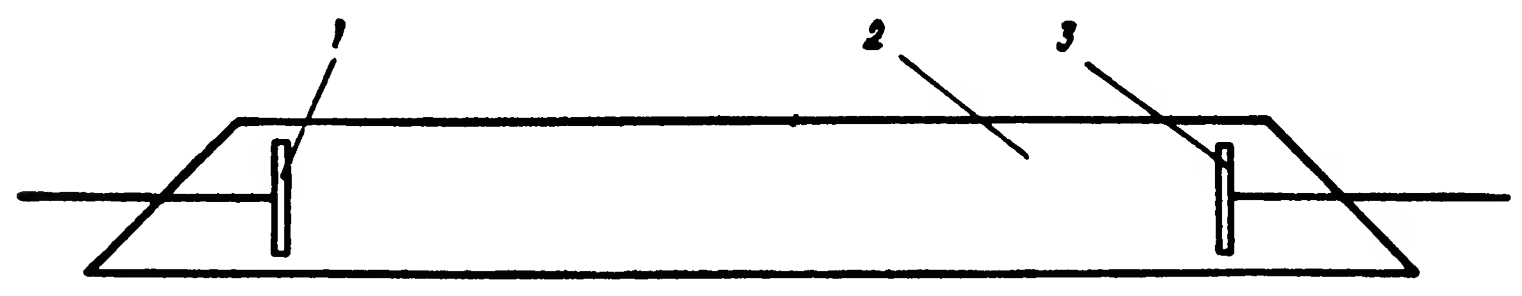


Рис. 51. Основные элементы электрострикционной линии:
1 — входной пьезоэлемент; *2* — звукопровод; *3* — выходной пьезоэлемент

пьезоэлемент *1*, обеспечивающий преобразование электрических сигналов в механические ультразвуковые колебания; звукопровод *2* — среда, в которой распространяются ультразвуковые колебания со сравнительно небольшой скоростью; выходной (приемный) пьезоэлемент *3*, обеспечивающий обратное преобразование ультразвуковых колебаний в электрические сигналы.

В качестве преобразовательных элементов обычно используются пластинки из кварца, как наиболее высокостабильного и сравнительно недорогого в производстве пьезоэлектрика.

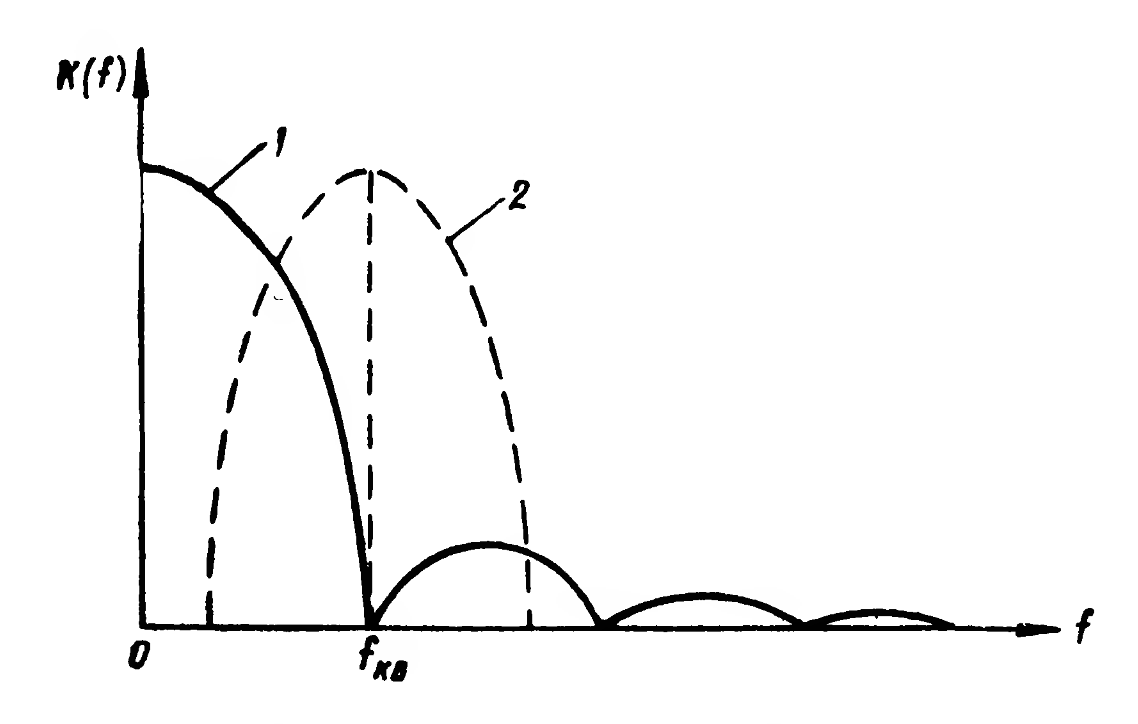


Рис. 52. Спектр подлежащего задержке сигнала (*1*) и амплитудно-частотная характеристика кварцевого преобразователя (*2*)

Во избежание значительных искажений передаваемых сигналов при их преобразовании в ультразвуковые колебания (и обратно) амплитудно-частотные характеристики преобразователей должны иметь плоский участок в области спектра сигналов.

При преобразовании на видеочастоте (кварц возбуждается видеоимпульсами) для обеспечения возможно меньших искажений передаваемых сигналов необходимо использовать кварцевые пластины с относительно низкой резонансной частотой $\left(\text{порядка } \frac{1}{\tau_и}\right)$.

Это обстоятельство поясняется графически на рис. 52, где показаны спектр подлежащего задержке сигнала *1* и необходимая амплитудно-частотная характеристика кварцевого преобразователя *2*.

Но использование низкочастотных кварцев не избавляет передаваемые сигналы (рис. 53, *а*) от существенных искажений. Сигналы на выходе линии задержки имеют вид, подобный виду выходных сигналов квазидифференцирующей цепи (рис. 53, *б*).

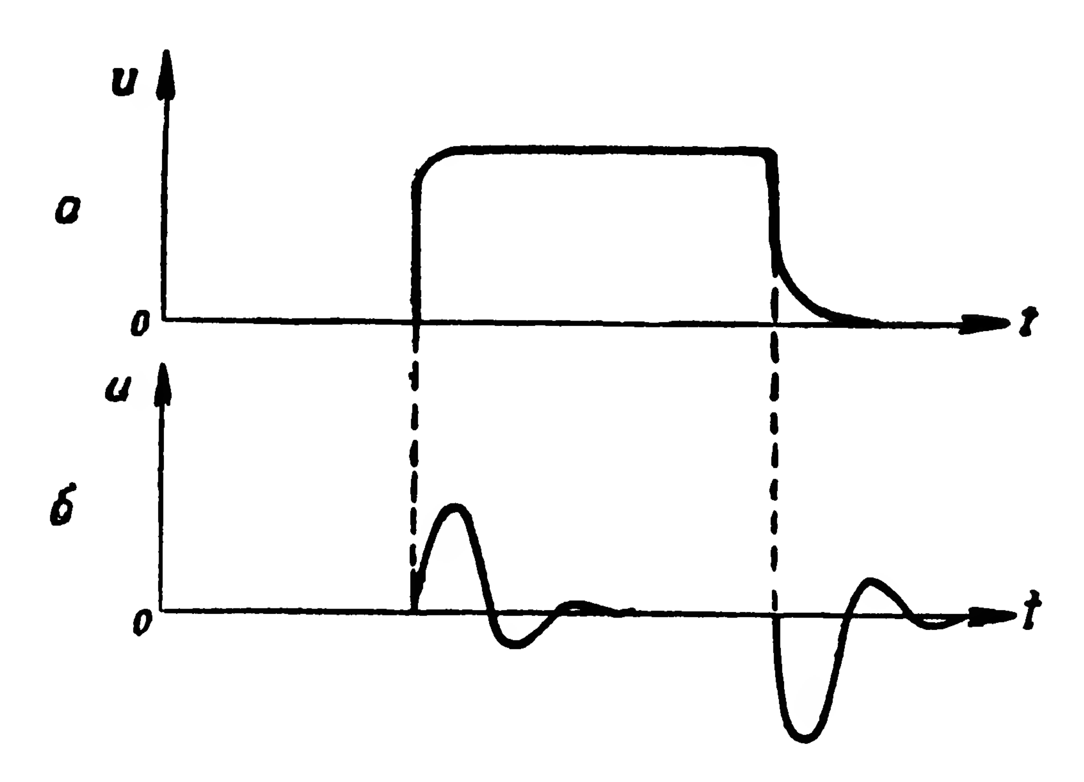


Рис. 53. Передаваемый видеосигнал (*а*) и сигналы на выходе линии задержки (*б*)

Значительно меньшим искажениям подвергаются передаваемые сигналы в случае возбуждения кварца радиоимпульсами. Дело в том, что полоса пропускания преобразователя, как известно, пропорциональна резонансной частоте кварца. Следовательно, при некотором сравнительно высоком значении резонансной частоты кварца полоса пропускания преобразователя намного шире спектра передаваемых сигналов (рис. 54). Поэтому, если такой кварц возбуждать радиоимпульсами на частоте, близкой к его резонансной частоте, искажения передаваемых сигналов будут сведены к минимуму.

Блок-схема устройства задержки с передачей сигналов на несущей частоте приведена на рис. 55.

Качество компенсации мешающих отражений зависит от степени согласования амплитудно-частотных характеристик задержанного и незадержанного каналов. Полоса пропускания линии задержки определяется полосами пропускания передающего и приемного преобразователей. Для уменьшения отражений преобразователи обычно располагаются так, чтобы было достигнуто согласование акустических сопротивлений сред с обеих сторон

кварцевой пластины. В простейшем случае это достигается заполнением пространства с тыльной стороны пластины той же средой, из которой выполнен звукопровод.

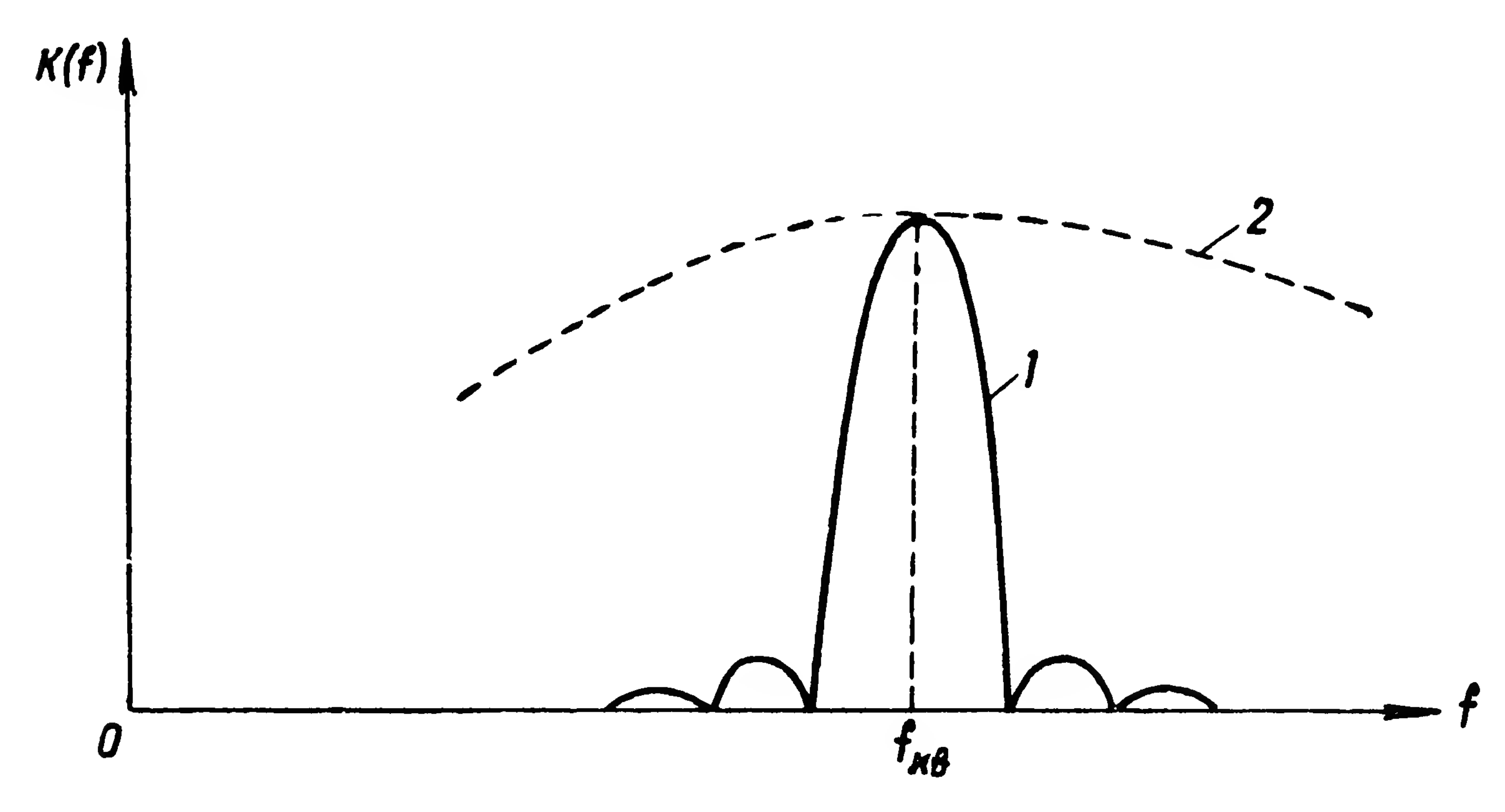


Рис. 54. Спектр передаваемых сигналов (*1*) и амплитудно-частотная характеристика преобразователя (*2*)

Добротность кварцевого преобразователя при наличии полного согласования определяется по формуле

$$Q = \frac{\pi n R_{кв}}{4 R_{ср}}, \qquad (3.36)$$

где n — номер гармоники, на которой возбуждается кварц;

$R_{кв}$ — акустическое сопротивление кварца;

$R_{ср}$ — акустическое сопротивление среды.

Формула (3.36) позволяет утверждать, что для получения достаточно широкой полосы пропускания преобра-

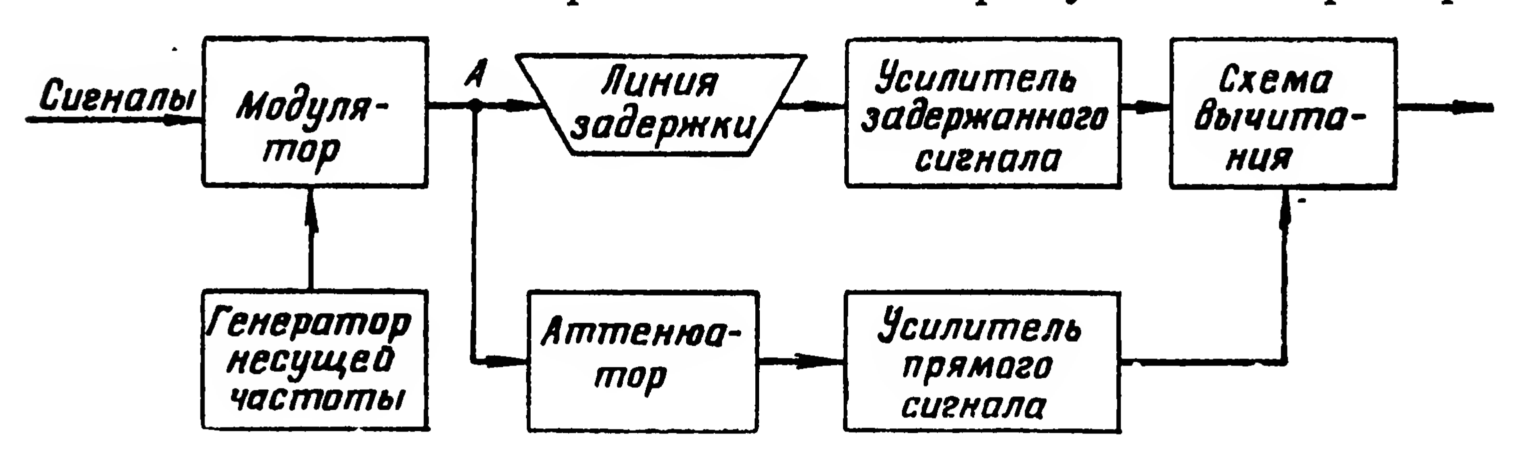


Рис. 55. Блок-схема устройства задержки с передачей сигналов на несущей частоте

зователя целесообразно возбуждать кварц на основной частоте, а среду иметь с возможно большим акустическим сопротивлением.

В табл. 2 приведены основные характеристики ряда твердых и жидких веществ, используемых в качестве материала звукопровода.

Таблица 2

Среда	Скорость распространения ультразвука, *м/сек*	Плотность, *г/см³*	Затухание, *дб/см*	Температурный коэффициент изменения скорости при 20°С	Акустическое сопротивление среды, *ком*
Этиловый спирт	1180	0,79	—	—	93
Вода	1500	1,0	0,047	$2\cdot10^{-3}$	149
Смесь: вода — этиловый спирт (100:15,8)	1500	1,0	0,047	0 при 70°С	143
Ртуть	1450	13,6	0,083	$-2\cdot10^{-4}$	1972
Стекло	4500—5600	2,5	—	—	1120—1400
Сталь	5050	7,8	0,09—0,44	$4\cdot10^{-4}$	3930
Плавленый кварц	5450	2,2—2,96	0,0068	$1,1\cdot10^{-4}$	1440
Магниевые сплавы	5600—5800	2,4—2,7	0,1—0,2	—	1240—1570
Кварц *X*-среза	5740	2,19	—	—	1255
Дюралюминий	6260	2,6	0,1—0,18	—	1630

Одним из основных показателей среды звукопровода является скорость распространения ультразвука, от величины которой зависят размеры конструкции устройства задержки. Из этих соображений следует отдать предпочтение воде, смеси воды с этиловым спиртом и ртути. Однако первые два из перечисленных веществ из-за малой величины акустического сопротивления применимы лишь в узкополосных системах. Ртуть же вследствие сравнительно большого акустического сопротивления обеспечивает широкую полосу пропускания преобразователя и значительно легче согласуется с ним.

Величина задержки сигналов в линии зависит от температуры звукопровода. Изменение последней вызы-

вает, во-первых, изменение размеров звукопровода, во-вторых, изменение скорости распространения ультразвука.

В случае использования в качестве звукопроводящей среды ртути величина задержки сигналов определяется по формуле

$$t_з\,[мксек] = [6{,}9 + 0{,}02\,(t - 20°C)]\,l, \qquad (3.37)$$

где l — длина звукопровода, *см*;

t — температура в звукопроводе.

Прохождение сигналов через ультразвуковую линию связано со значительным их ослаблением, обусловленным рассогласованием преобразователей со средой и потерями энергии сигнала в звукопроводе.

Общие потери сигнала по напряжению из-за рассогласования преобразователей со средой могут быть определены по следующим формулам.

В случае несимметричной нагрузки преобразователей

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{2R_{ср1}R_{кв.пр}}{(R_{ср1} + R_{ср2} + R_{кв.пер})\,(R_{ср1} + R_{ср2} + R_{кв.пр})}. \qquad (3.38)$$

В случае симметричной нагрузки преобразователей

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{2R_{ср}R_{кв.пр}}{(2R_{ср} - R_{кв.пр})\,(2R_{ср} + R_{кв.пр})}. \qquad (3.39)$$

В формулах (3.38) и (3.39) $R_{ср1}$, $R_{ср2}$, $R_{ср}$ — акустическое сопротивление среды;

$R_{кв.\,пер}$ — акустическое сопротивление передающего кварца;

$R_{кв.\,пр}$ — акустическое сопротивление приемного кварца.

Практически величина потерь энергии сигнала, обусловленных рассогласованием преобразователей со средой, составляет 30—40 *дб*.

Потери энергии сигнала в звукопроводе складываются из потерь энергии в среде, потерь энергии в стенках трубы звукопровода (для жидкостных линий задержек), потерь энергии в отражателях (для линий задержек с многократным отражением передаваемых сигналов).

Потери энергии в среде звукопровода

$$p_{ср}\,[\partial б]=k_1 f^2 l, \qquad (3.40)$$

где k_1 — коэффициент, зависящий от вида среды (для ртути $k_1 = 0{,}039 \pm 0{,}007$);
f — частота, *Мгц*;
l — длина звукопровода, *м*.

Потери в стенках трубы звукопровода оцениваются по формуле

$$p_{ст}\,[\partial б]=k_2 \frac{l}{d}\sqrt{f}, \qquad (3.41)$$

где k_2 — коэффициент, зависящий от вида среды (для ртути $k_2 = 0{,}45$);
l — длина звукопровода, *м*;
d — диаметр трубы, *см*;
f — частота, *Мгц*;

В существующих конструкциях ультразвуковых линий задержки потери в среде значительно превосходят потери в стенках трубы звукопровода. Так, например, для ртутной линии длиной в 1,5 *м* при диаметре трубы 3 *см* в случае передачи сигналов на частоте 16 *Мгц* потери в среде составляют 15 *дб*, тогда как потери в стенках трубы равны всего лишь 0,9 *дб*.

Основные причины, вызывающие потери энергии сигналов в отражателях,— рассеяние энергии при отражении и поглощение энергии в материалах отражателя.

Величина потерь, обусловленных рассеянием энергии, зависит от способа обработки отражающей поверхности. При отражении сигналов от шлифованной поверхности потери энергии составляют 1—3 *дб*, а при отражении от полированной поверхности величина их настолько мала, что ею можно пренебречь.

Поглощение энергии в материале отражателя объясняется образованием наряду с отраженным лучом преломленного луча. Возникновение последнего может быть предотвращено подбором материала отражателя так, чтобы полное отражение энергии наступало при углах падения, меньших выбранного.

В жидкостных линиях задержки отражатели устанавливаются обычно под углом 45° к направлению распространения ультразвуковых колебаний.

Основные требования к ультразвуковым линиям. Основные требования, предъявляемые к ультразвуковым электрострикционным линиям задержки, следующие:

— минимальные искажения передаваемых сигналов;

— возможно меньшие потери энергии сигналов;

— устранение влияния многократных отражений;

— равенство времени задержки сигналов периоду повторения импульсов.

Степень искажения передаваемых сигналов зависит от вида звукопроводящей среды, несущей частоты сигналов, диаметра трубы и длины звукопровода и ряда других причин.

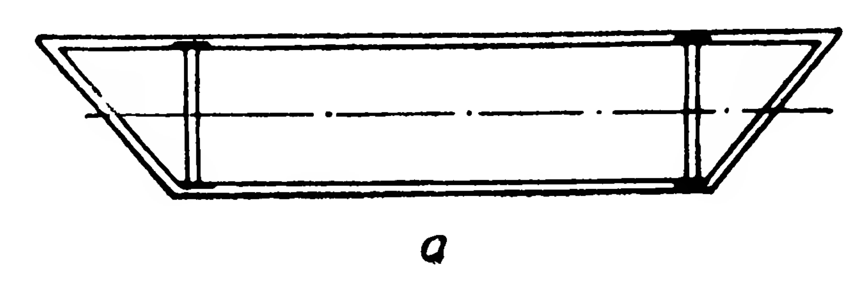
Влияние среды и несущей частоты, на которой передаются сигналы, было рассмотрено выше. Поэтому ограничимся анализом зависимости степени искажения сигналов от остальных перечисленных выше факторов.

С увеличением длины звукопровода возрастает разница в затухании составляющих спектра передаваемого сигнала, в чем легко убедиться, используя ранее найденные выражения для потерь энергии. Увеличение длины звукопровода приводит к повышению степени искажения передаваемых сигналов.

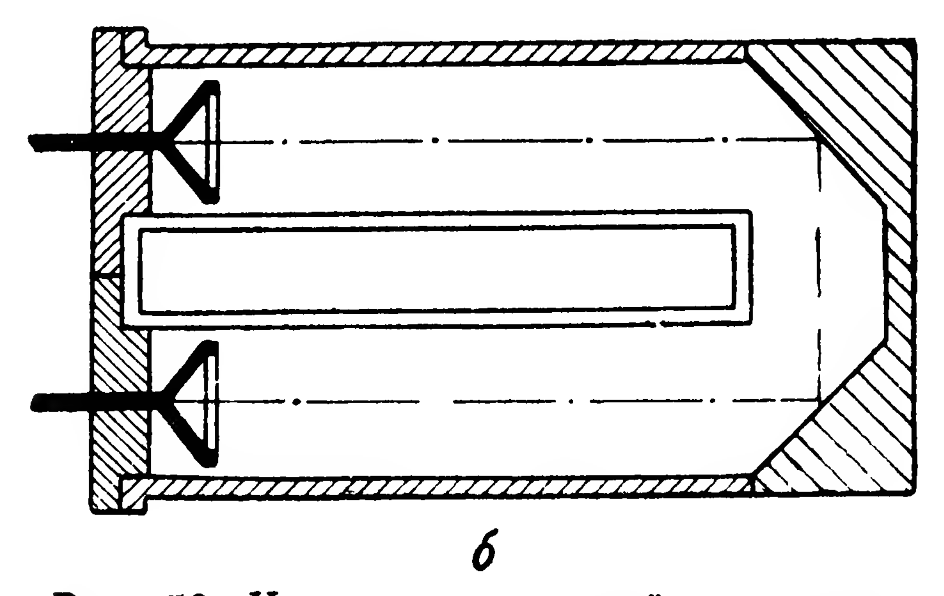
Диаметр трубы звукопровода является одним из параметров, определяющих габариты и вес устройства задержки. Поэтому уменьшение его является крайне желательным. Однако при очень малой величине диаметра трубы появляются сильные искажения сигналов, обусловленные, во-первых, уменьшением активной поверхности кварца, что приводит к рассогласованию акустических сопротивлений преобразователей и среды, во-вторых, появлением зависимости скорости распространения колебаний от их частоты.

Ранее были рассмотрены и оценены основные составляющие потерь энергии передаваемых сигналов. Величина этих потерь зависит от тех же факторов, что и степень искажения сигналов. Наиболее важна зависимость потерь энергии в звукопроводе от частоты, на которой передаются сигналы. При этом с точки зрения обеспечения одинаковых условий передачи всего спектра частот сигнала потери в стенках трубы звукопровода менее опасны, чем потери в среде, так как их величина пропорциональна корню квадратному из частоты, тогда как потери в среде пропорциональны квадрату частоты.

Чтобы уменьшить общие потери энергии, несущую частоту сигналов желательно иметь возможно более низкой. Для обеспечения достаточно широкой полосы пропускания устройства задержки необходимо передачу сигналов осуществлять на более высокой частоте. Таким образом, при выборе величины несущей частоты сигналов необходимо учитывать два противоречивых требования и искать оптимальное решение. Практически задержка сигналов осуществляется на частотах от 5 до 30 *Мгц*.



а



б

Рис. 56. Конструкции линий задержки:

а — с прямым прохождением сигналов; *б* — с использованием многократных отражений сигналов

В любой реальной линии задержки (рис. 56) при передаче сигналов имеют место многократные паразитные отражения ультразвуковой энергии, возникающие на границе сред с различными акустическими сопротивлениями. Источниками этих отражений могут быть приемный и передающий кварцы, кварцедержатели, торцы звукопровода и другие элементы конструкции линии.

Наибольшую опасность обычно представляет паразитный сигнал с тройной задержкой, возникающий в результате двухкратного отражения ультразвука (от приемного и передающего кварцев).

Если уровень паразитных отражений выше уровня шумов приемника, то на экране индикатора появляются

ложные отметки, мешающие радиолокационному наблюдению за целями.

Устранение или, по крайней мере, уменьшение влияния паразитных отражений может быть достигнуто следующими способами:

— поглощением отраженной энергии непосредственно в звукопроводе;

— небольшим искривлением системы задержки;

— поглощением отраженной энергии в пространстве за преобразователями.

Сущность первого способа заключается в обеспечении такого поглощения энергии в линии, чтобы при вторичном попадании на приемный преобразователь отражения имели уровень, не превышающий уровень шумов. Необходимое поглощение энергии отражений достигается подбором вида звукопроводящей среды и несущей частоты передаваемых сигналов.

Этот способ технически наиболее прост, но использование его оправдано лишь в линиях задержки на сравнительно большие интервалы времени (более 1000 *мксек*).

Характерной особенностью кварца является его способность излучать и воспринимать ультразвуковые колебания чрезвычайно узким лучом, ось которого (сплошная линия на рис. 57, *а*) перпендикулярна плоскости

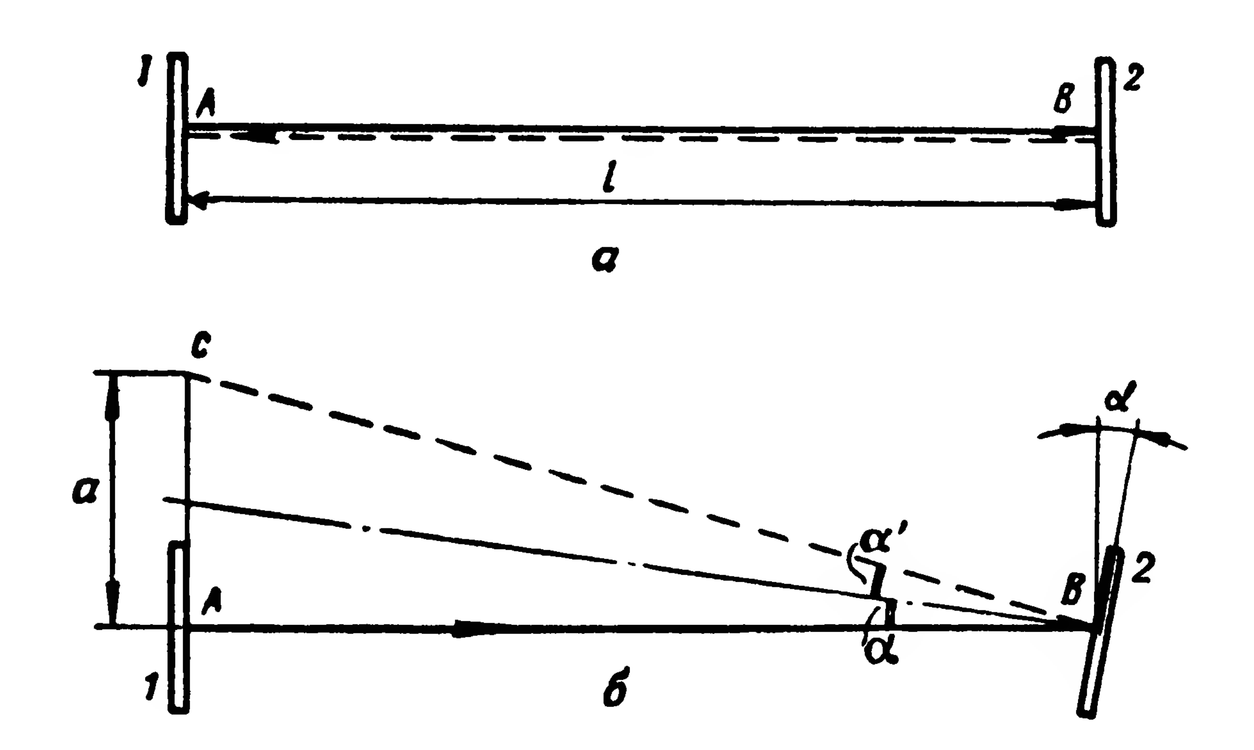


Рис. 57. Распространение ультразвуковых колебаний в линии задержки:

а — при параллельном расположении кварцевых пластинок; *б* — при непараллельном расположении кварцевых пластинок; *1* — передающий кварц; *2* — приемный кварц

пластинки. Поэтому кварцевые пластинки в линиях задержки устанавливаются строго параллельно. В таких линиях распространение паразитных отражений от кварцев (пунктирная линия на рис. 57, *а*) происходит по тому же пути, по которому распространяются основные сигналы.

Допустимая неточность установки кварцевых пластинок составляет примерно 0,2 Θ, где Θ — угол диаграммы излучения (приема) кварца по первым минимумам:

$$\Theta = \arcsin\left(1{,}22\,\frac{\lambda}{D}\right), \tag{3.42}$$

где λ — длина ультразвуковой волны в среде;

D — диаметр кварцевой пластинки.

Убедимся, что за счет небольшого искривления преобразовательной системы линии задержки (поворотом одной пластинки относительно другой на угол α) можно уменьшить влияние отражений от кварцев. Для этого достаточно не допустить отражения энергии от передающего кварца, что достигается выполнением условия (см. рис. 57, *б*)

$$a > \frac{D}{2}. \tag{3.43}$$

При отсутствии трансформации одного типа волн в другой угол падения ультразвукового луча равен углу отражения ($\alpha = \alpha'$).

Из треугольника ABC находим

$$a = l\,\mathrm{tg}\,2\alpha. \tag{3.44}$$

Для малых углов α выражение (3.44) можно несколько упростить:

$$a \approx 2\alpha l. \tag{3.45}$$

С учетом полученного соотношения условие (3.43) принимает следующий вид:

$$\alpha > \frac{D}{4l}. \tag{3.46}$$

Таким образом, при выполнении условия (3.46) отражения энергии от передающего кварца не происходит. Но так как кварцевые пластинки размещаются в ограниченном звукопроводящем пространстве, возможно воз-

никновение многократных отражений энергии от стенок звукопровода. Эти отражения в конце концов могут попасть в зону восприимчивости кварца. Для устранения их влияния стенки звукопровода должны быть покрыты слоем поглощающего материала или обработаны так, чтобы большая часть падающей на них энергии поглощалась. С той же целью несколько искривляется сам звукопровод, но так, чтобы это существенно не сказывалось на прямом луче.

Описанный способ уменьшения влияния паразитных отражений энергии требует чрезвычайно тщательного монтажа всех элементов конструкции и точной настройки линии задержки в целом.

Способ уменьшения влияния отражений поглощением их энергии в пространстве за кварцем широко применяется в устройствах задержки с хорошим согласованием акустических сопротивлений сред с обеих сторон кварцевых преобразователей, когда отражения от кварца практически отсутствуют, а их основным источником является торец звукопровода.

Поглощение энергии отражений в пространстве за преобразователем достигается применением материалов с высокими поглощающими свойствами или специальных насадок.

Хорошими поглощающими материалами являются олово и особенно свинец. Кварцевая пластинка тыльной стороной припаивается или прижимается к основанию из олова или свинца, акустические сопротивления которых хорошо согласуются с акустическим сопротивлением ртути. Толщина поглощающего слоя определяется из условия снижения энергии паразитных отражений до уровня, не превышающего уровень шумов.

Поглощающие насадки представляют собой геометрические тела особой конфигурации, исключающие возможность попадания паразитных отражений в звукопровод. Насадки, как правило, являются частью конструкции звукопровода и заполняются той же средой, что и звукопровод. Но они могут быть изготовлены также из другого материала, акустическое сопротивление которого достаточно хорошо согласуется с акустическим сопротивлением звукопроводящей среды.

Простейшим видом поглощающей насадки является скошенный под некоторым углом γ торец трубы звуко-

провода (рис. 58, сверху). Энергия паразитных отражений частично поглощается при каждом отражении от внутренней поверхности трубы. Во избежание возникновения многократных отражений угол скоса торца γ выбирается обычно равным 45°.

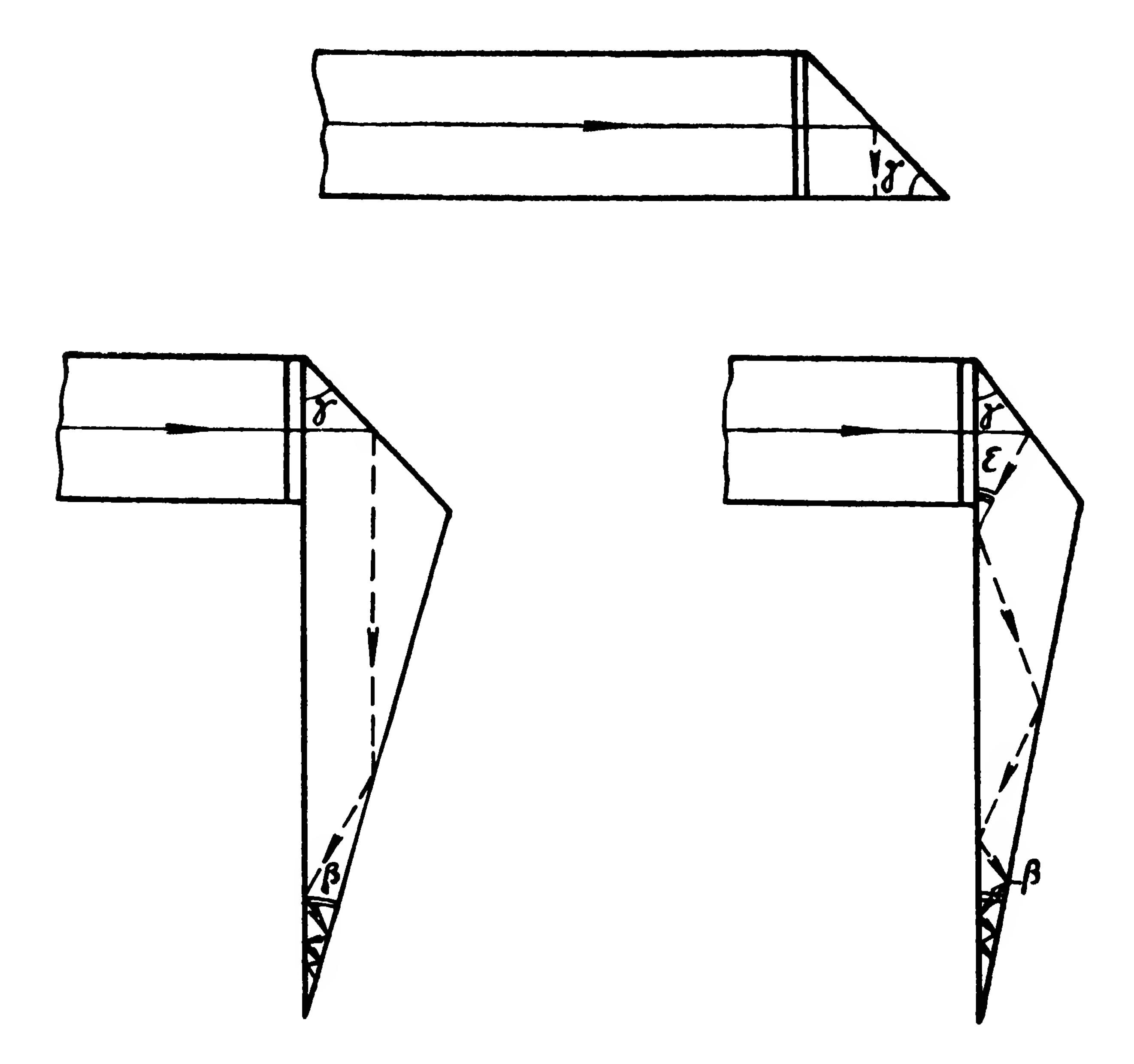


Рис. 58. Различные виды поглощающих насадок

На рис. 58 показаны и более сложные виды поглощающих насадок.

Внутри такой насадки возникают многократные постепенно затухающие отражения. Для исключения прямого попадания в звукопровод отраженного от торца луча величина угла скоса γ должна быть такой, чтобы выполнялось условие (см. рис. 58)

$$\varepsilon < \gamma. \tag{3.47}$$

При отсутствии трансформации одного типа волн в другой

$$\varepsilon = 90° - 2\gamma. \tag{3.48}$$

Подставляя значение ε в неравенство (3.47), находим требуемую величину угла скоса торца звукопровода

$$\gamma > 30°. \qquad (3.49)$$

Величина угла β влияет на степень затухания энергии отражений. С уменьшением угла β увеличивается число точек отражения энергии, что приводит к возрастанию общего поглощения ее.

Качество компенсации мешающих отражений в значительной мере зависит от того, насколько точно совпадают временные положения прямого и задержанного сигналов на входе схемы вычитания.

Если сигнал, отраженный от неподвижного объекта, поступает в точку A устройства компенсации (рис. 55) в некоторый момент времени t, то после прохождения через линию задержки он появится на входе схемы вычитания в момент времени

$$t_1 = t + T_{лз} + T_{зс},$$

где $T_{лз}$ — время задержки сигнала в линии;
$T_{зс}$ — время задержки в усилителе задержанного сигнала.

В следующем цикле работы станции сигнал, отраженный от того же объекта, появится по прямому каналу на входе схемы вычитания в момент

$$t_2 = t + T_п + T_{пс},$$

где $T_{пс}$ — задержка в усилителе прямого сигнала.

Для полной компенсации сигналов в схеме вычитания необходимо обеспечить равенство $t_1 = t_2$, т. е.

$$T_{лз} + T_{зс} = T_п + T_{пс} . \qquad (3.50)$$

В каждом конкретном случае величины задержек $T_{зс}$ и $T_{пс}$ являются вполне определенными.

Как уже отмечалось ранее, в процессе прохождения через линию задержки сигналы подвергаются значительному ослаблению, которое необходимо компенсировать соответствующим усилением их до подачи в вычитающее устройство. Усилитель задержанных сигналов, как правило, состоит из большего числа каскадов, чем усилитель прямых сигналов. Следовательно, имеет место неравенство $T_{зс} > T_{пс}$.

Таким образом, для полной компенсации мешающих отражений необходимо обеспечить не просто равенство времени задержки сигналов в линии периоду повторения импульсов, а равенство моментов времени t_1 и t_2.

Определим необходимую точность поддержания равенства времен t_1 и t_2, исходя из условия обеспечения требуемой степени компенсации p.

Для сигнала произвольной формы $u = Af(t)$ при $|(T_{лз} + T_{зс}) - (T_{п} + T_{пс})| = \Delta T$ величина нескомпенсированного остатка равна

$$\Delta A = Af(t + \Delta T) - Af(t). \tag{3.51}$$

Если неточность выполнения равенства (3.50) значительно меньше времени нарастания (спада) сигнала, то выражение можно несколько видоизменить:

$$\Delta A = Af'(t) \cdot \Delta T$$

или

$$\frac{\Delta A}{A} = f'(t) \cdot \Delta T. \tag{3.52}$$

Выражение (3.52) представляет собой характеристику нескомпенсированного остатка.

Очевидно, что величина ΔT должна быть такой, чтобы выполнялось неравенство

$$\left| \frac{\Delta A}{A} \right|_{max} \leqslant p,$$

откуда

$$\Delta T \leqslant \frac{p^*}{|f'(t)|_{max}}. \tag{3.53}$$

В табл. 3 приведены значения требуемой точности выполнения равенства (3.50) для видеосигналов наиболее распространенных форм.

---

* При нахождении максимума функции $f'(t)$ следует иметь в виду, что область существования функции $f(t)$ и ее производной ограничивается длительностью импульса.

Таблица 3

Форма импульса	Характеристика формы импульса	Характеристика нескомпенсированного остатка	Максимальная величина нескомпенсированного остатка	Требуемая точность выполнения равенства $t_1=t_2$
	$A\cos\pi\frac{t}{\tau_и}$	$\frac{\Delta A}{A}=-\frac{\pi\Delta T}{\tau_и}\sin\pi\frac{t}{\tau_и}$	$\left\lvert\frac{\Delta A}{A}\right\rvert_{max}=\frac{\pi\Delta T}{\tau_и}$	$\Delta T\leqslant\frac{p\tau_и}{\pi}$
	$\frac{A}{2}\left(1-\cos 2\pi\frac{t}{\tau_и}\right)$	$\frac{\Delta A}{A}=\frac{\pi\Delta T}{\tau_и}\sin 2\pi\frac{t}{\tau_и}$	$\left\lvert\frac{\Delta A}{A}\right\rvert_{max}=\frac{\pi\Delta T}{\tau_и}$	$\Delta T\leqslant\frac{p\tau_и}{\pi}$
	Симметричный треугольный	—	$\left\lvert\frac{\Delta A}{A}\right\rvert_{max}=\frac{2\Delta T}{\tau_и}$	$\Delta T\leqslant\frac{p\tau_и}{2}$
	Симметричный трапецеидальный	—	$\left\lvert\frac{\Delta A}{A}\right\rvert_{max}=\frac{\Delta T}{t_ф}$	$\Delta T\leqslant pt_ф$
	$A(1-e^{-\beta t})$; $t_{фа}=\frac{2,2}{\beta}$	$\frac{\Delta A}{A}=\beta\Delta Te^{-\beta t}$	$\left\lvert\frac{\Delta A}{A}\right\rvert_{max}=\beta\Delta T=\frac{2,2\Delta T}{t_{фа}}$	$\Delta T\leqslant\frac{p}{\beta}=\frac{pt_{фа}}{2,2}$

Результаты вычислений, приведенные в табл. 3, показывают, что требование к точности поддержания равенства (3.50) очень жесткое.

Причинами, вызывающими нарушение равенства (3.50), являются:

— нестабильность времени задержки сигналов в линии, обусловленная в основном зависимостью скорости распространения ультразвука в звукопроводе от температуры окружающей среды;

— нестабильность частоты повторения импульсов, зависящая от конструктивных особенностей генератора пусковых импульсов и условий его работы.

Для исключения влияния указанных дестабилизирующих факторов на качество компенсации необходимо принять меры по постоянному уравниванию времен t_1 и t_2.

Уравнивание может быть достигнуто изменением времени задержки сигналов в ультразвуковой линии (компенсационные устройства первого типа) или изменением периода повторения импульсов (компенсационные устройства второго типа).

В компенсационных устройствах первого типа происходит сравнение взаимного положения опорных сигналов, строго привязанных к пусковым импульсам. При этом одни опорные сигналы подаются непосредственно на временной дискриминатор, а другие поступают туда после прохождения линии задержки (рис. 59). Сравне-

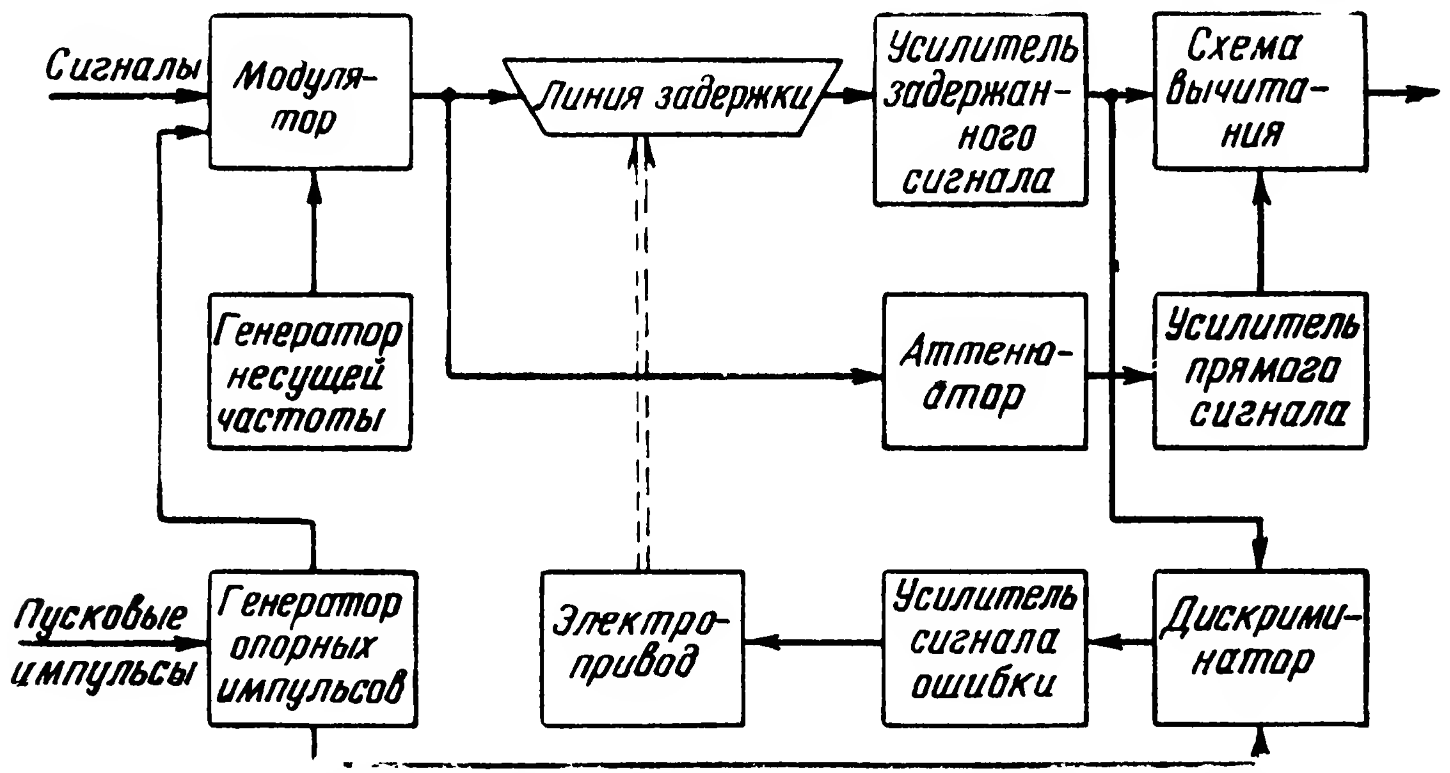


Рис. 59. Блок-схема компенсационного устройства с уравниванием времени прохождения прямого и задержанного сигналов за счет изменения времени задержки в ультразвуковой линии

ние положений сигналов происходит в то время, когда приемник радиолокационной станции заперт.

В зависимости от рассогласования положений опорных импульсов дискриминатор вырабатывает сигнал ошибки определенного знака и величины, при помощи которого управляется механическая система перемеще-

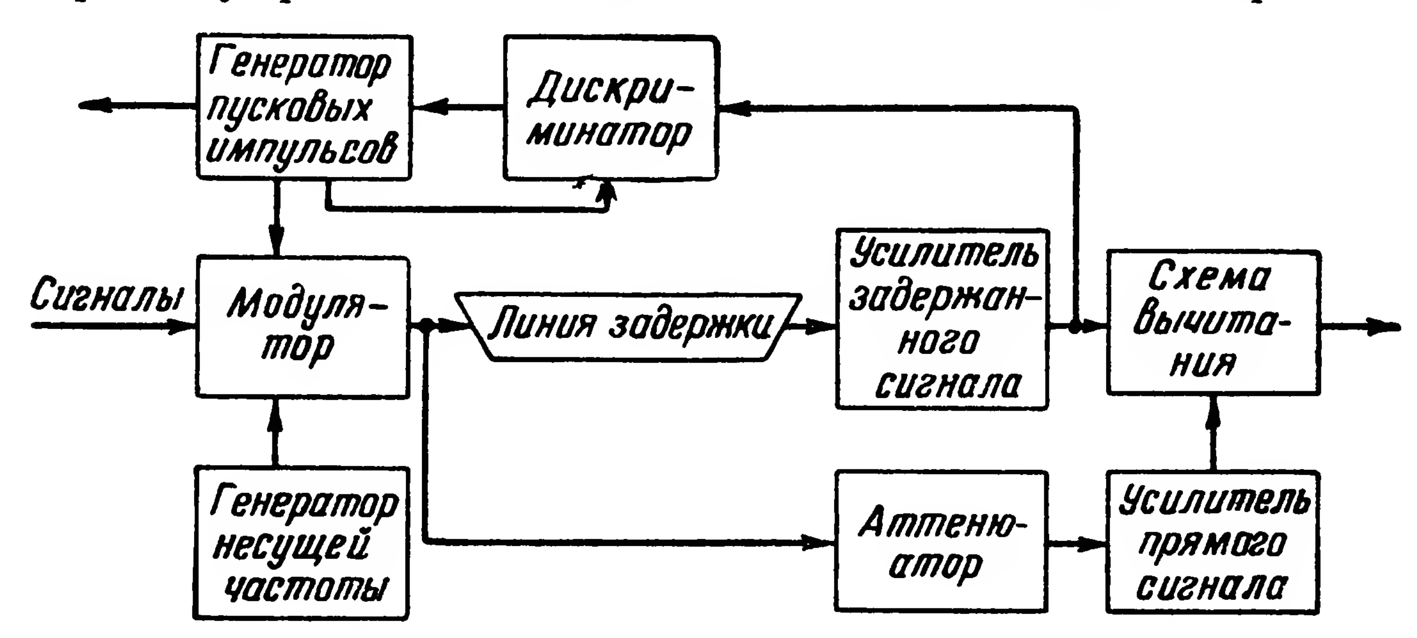


Рис. 60. Блок-схема компенсационного устройства с уравниванием времени прохождения прямого и задержанного сигналов за счет подстройки частоты генератора пусковых импульсов при помощи временно́й схемы сравнения

ния одного из преобразователей в линии задержки. Подстройка линии происходит до получения равенства $t_1 = t_2$.

В компенсационных устройствах второго типа уравнивание t_1 и t_2 достигается либо подстройкой частоты генератора пусковых импульсов при помощи временно́й схемы сравнения, подобной описанной выше (рис. 60), либо синхронизацией генератора пусковых импульсов его же импульсами, прошедшими через линию задержки (рис. 61).

Период повторения импульсов генератора с «самосинхронизацией» равен

$$T_{п} = T_{лз} + T_{ус} + T_{гп}, \qquad (3.54)$$

где $T_{ус}$ — задержка в усилителе импульсов синхронизации;

$T_{гп}$ — задержка в генераторе пусковых импульсов.

Изменение времени задержки сигналов в таком устройстве в зависимости от температурных условий вызывает соответствующее изменение периода повторения пусковых импульсов.

Подставляя в равенство (3.50) полученное выражение для периода повторения импульсов (3.54), найдем математическое условие обеспечения уравнивания времен t_1 и t_2 для компенсационных устройств второго типа:

$$T_{зс} = T_{ус} + T_{гп} + T_{пс}. \qquad (3.55)$$

Практически задержка в усилителе задержанного сигнала примерно равна сумме задержек в усилителе

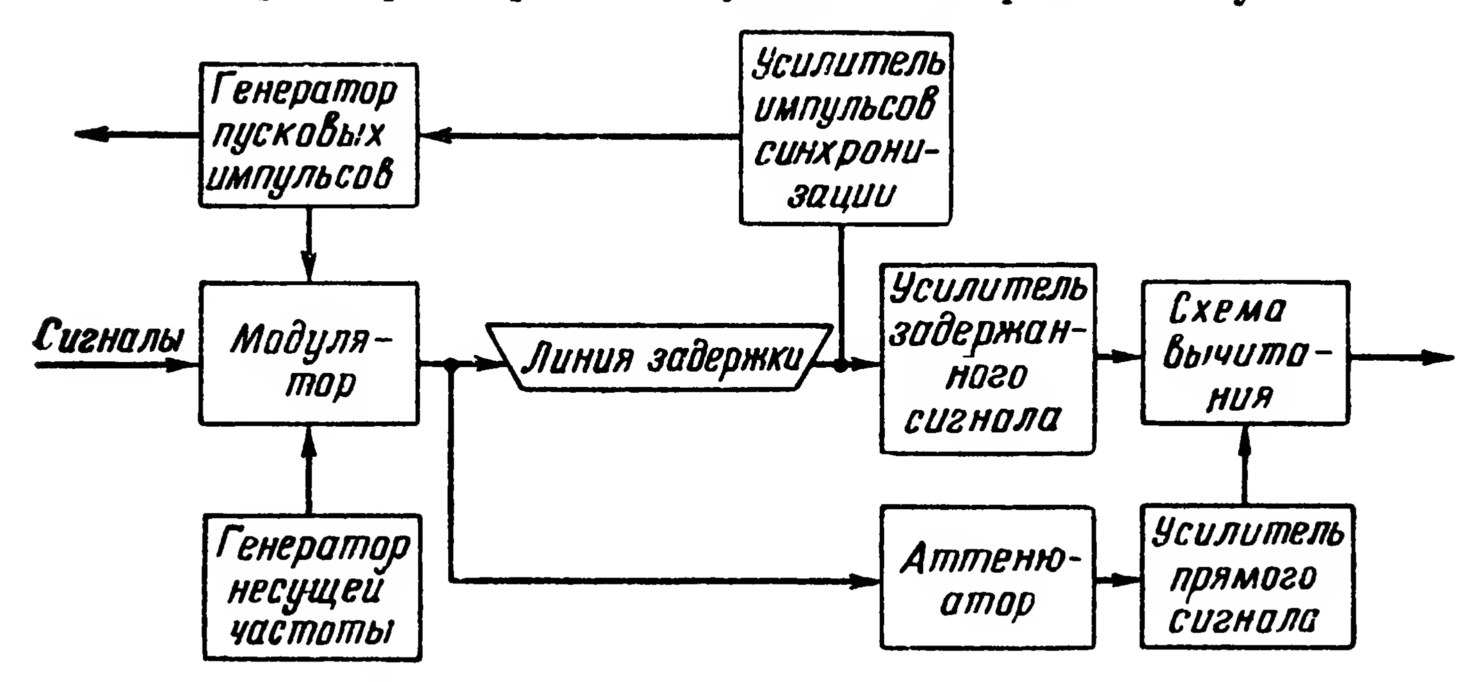


Рис. 61. Блок-схема компенсационного устройства с уравниванием времени прохождения прямого и задержанного сигналов за счет синхронизации генератора пусковых импульсов его же импульсами, прошедшими через линию задержки

импульсов синхронизации и усилителе прямого сигнала. Величина же задержки в генераторе пусковых импульсов составляет обычно не менее 0,1 *мксек*. Следовательно, выполнение равенства (3.55) в устройстве, блок-схема которого приведена на рис. 61, без принятия дополнительных мер не представляется возможным.

Уравнивание t_1 и t_2 с учетом реальных величин $T_{зс}$, $T_{ус}$, $T_{гп}$ и $T_{пс}$ может быть осуществлено следующими способами:

— дополнительной задержкой сигналов ($T_{з.доп}$) в задержанном канале так, чтобы выполнялось равенство

$$T_{зс} + T_{з.доп} = T_{ус} + T_{гп} + T_{пс}; \qquad (3.56)$$

— уменьшением времени задержки импульсов синхронизации в ультразвуковой линии до величины $T'_{лз}$ так, чтобы выполнялось равенство

$$T_{лз} + T_{зс} = T'_{лз} + T_{ус} + T_{гп} + T_{пс}. \qquad (3.57)$$

Дополнительная задержка передаваемых сигналов может быть получена путем применения электромагнитных линий задержки, электрическая длина которых выбирается из условия обеспечения равенства (3.56).

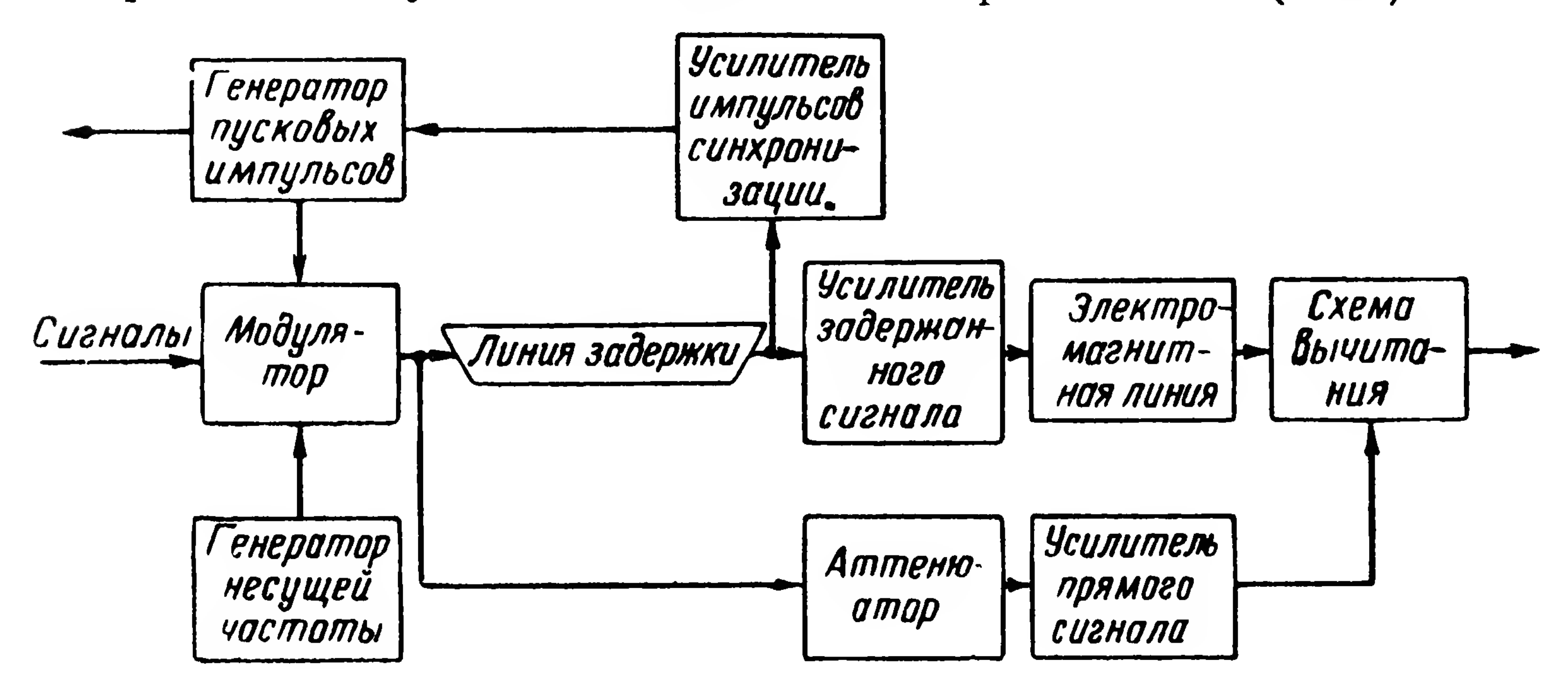


Рис. 62. Блок-схема компенсационного устройства с дополнительной задержкой передаваемых сигналов

Компенсационное устройство с дополнительной задержкой передаваемых сигналов (рис. 62) незначительно отличается от устройства, приведенного на рис. 61.

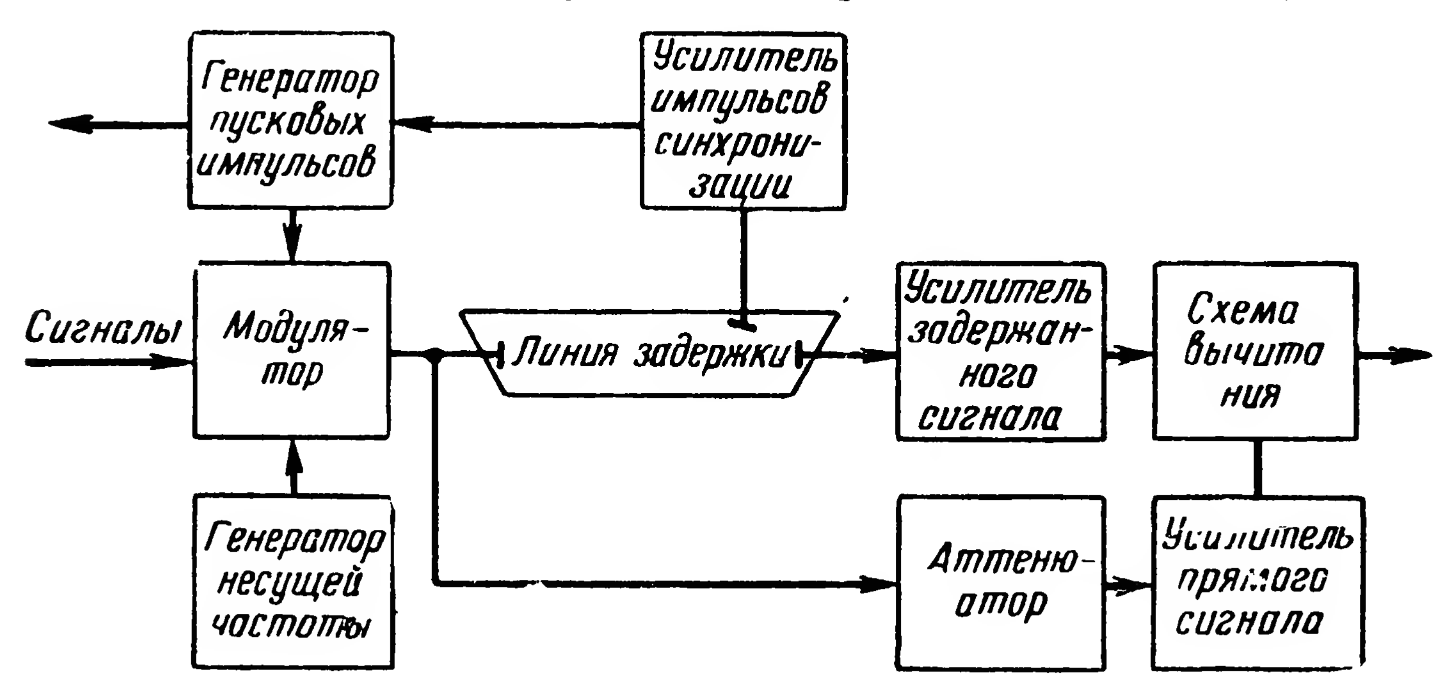


Рис. 63. Блок-схема компенсационного устройства с дополнительным приемным преобразователем в сигнальной линии

Уменьшение времени задержки пусковых импульсов в ультразвуковой линии достигается применением в сигнальной линии дополнительного приемного преобразователя, расположенного по сравнению с основным электрически ближе к передающему преобразователю (рис. 63).

Достоинством компенсационного устройства, блок-схема которого приведена на рис. 63, является сравнительная простота конструкции: размеры и вес системы задержки увеличиваются незначительно, усложняется только концевое устройство.

Для исключения возможности запуска генератора пусковых импульсов сильными сигналами от целей передача сигналов и пусковых импульсов осуществляется

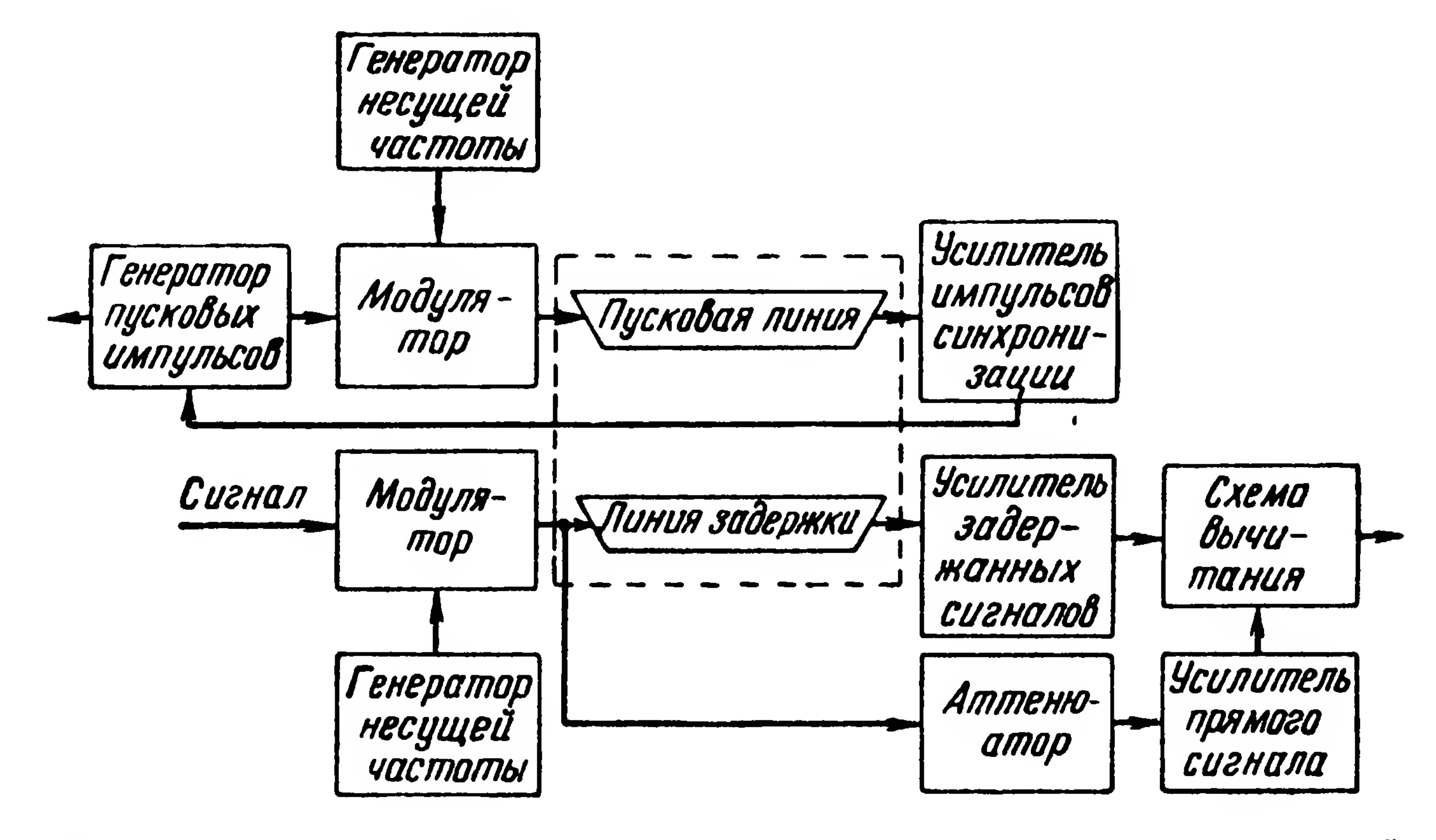


Рис. 64. Блок-схема компенсационного устройства с отдельной пусковой ультразвуковой линией

на разных несущих частотах, при выборе величин которых учитываются два противоречивых требования:

— разнос частот должен быть достаточно большим для исключения взаимного влияния сигналов (достаточной считается расстройка в 15—20%);

— несущие частоты должны лежать в пределах полосы пропускания преобразователя.

Другой способ уменьшения задержки пусковых импульсов — использование отдельной пусковой ультразвуковой линии, задержка импульсов в которой несколько меньше, чем в сигнальной линии (рис. 64). Пусковая линия размещается рядом с сигнальной и находится, таким образом, в одинаковых с ней условиях эксплуатации.

К недостаткам устройства компенсации с двумя линиями задержки следует отнести увеличенные габариты и вес. Их можно несколько снизить путем применения

укороченной вдвое пусковой линии с последующим делением частоты следования импульсов синхронизации.

В радиолокационных станциях с генератором пусковых импульсов, синхронизированным линией задержки, недопустимо существование в линии многократных отражений сигналов, так как последние могут явиться причиной нарушения равенства (3.57). Объясняется это следующим. Часть энергии пускового импульса отражается от приемного преобразователя и распространяется в направлении к передающему преобразователю. Отраженный импульс достигнет передающего преобразователя почти точно в момент поступления на вход линии очередного пускового импульса. В зависимости от фазовых соотношений импульсов изменяется амплитуда результирующего сигнала, а следовательно, и скорость нарастания ее, что в свою очередь вызывает изменение задержек в усилителе и генераторе пусковых импульсов. Если окажется, что незначительное увеличение задержки в генераторе приводит к таким изменениям фазовых соотношений импульсов, что скорость нарастания амплитуды результирующего сигнала уменьшится, то это вызовет дальнейшее увеличение задержки в генераторе и усилителе пусковых импульсов. Таким образом, нестабильность частоты повторения импульсов значительно возрастет.

Особенности линий задержки с твердым звукопроводом. Жидкостные ультразвуковые линии задержки обладают довольно низкой эксплуатационной надежностью из-за ряда существенных недостатков:

— утечки и испарения жидкости;

— загрязнения жидкости (особенно в линиях с подстройкой времени задержки путем перемещения преобразователей);

— образования в жидкости воздушных пузырьков;

— низкой виброустойчивости и др.

Ультразвуковые линии задержки с твердым звукопроводом не имеют указанных недостатков, и конструктивное выполнение этих линий намного проще.

В твердых веществах могут распространяться три вида ультразвуковых колебаний — продольные, поперечные и крутильные, тогда как в жидкостях возможен только один вид колебаний — продольные. Объясняется

это тем, что в жидкостях приходится иметь дело только с объемной упругостью, для твердых же веществ, кроме объемной упругости, характерна и упругость формы.

Скорости распространения продольных, поперечных и крутильных колебаний неодинаковы. Для большинства веществ скорость распространения поперечных колебаний в 1,6—1,8 раза меньше скорости распространения продольных колебаний. Последнее обстоятельство обусловливает ряд особенностей процесса прохождения ультразвука через границу двух твердых сред.

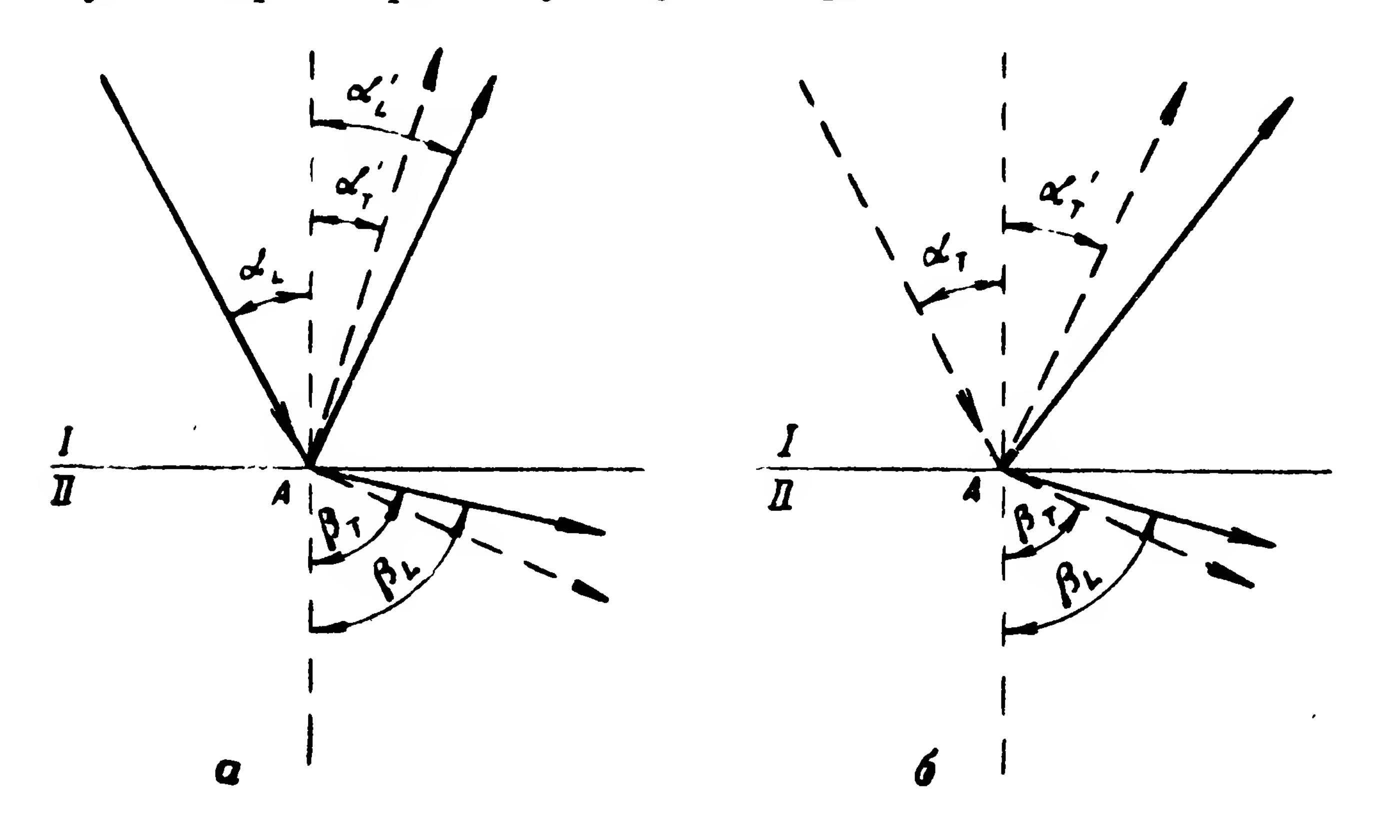


Рис. 65. Падение луча на границу двух твердых сред:
а — при продольных колебаниях; *б* — при поперечных колебаниях

При падении луча на границу двух твердых сред под некоторым углом α_L (α_T) возможно возникновение следующих видов волн (рис. 65):

— отраженной продольной волны (угол отражения α_L');

— отраженной поперечной волны (угол отражения α_T');

— преломленной продольной волны (угол преломления β_L);

— преломленной поперечной волны (угол преломления β_T).

Перечисленные углы падения, отражения и преломления волн связаны между собой следующими соотношениями.

В случае если падающий луч представляет собой продольные колебания:

$$\alpha_L = \alpha'_L; \qquad (3.58)$$

$$\frac{\sin \alpha_L}{v_{L_1}} = \frac{\sin \alpha'_T}{v_{T_1}} = \frac{\sin \beta_L}{v_{L_2}} = \frac{\sin \beta_T}{v_{T_2}}. \qquad (3.59)$$

В случае если падающий луч представляет собой поперечные колебания:

$$\alpha_T = \alpha'_T; \qquad (3.60)$$

$$\frac{\sin \alpha_T}{v_{T_1}} = \frac{\sin \alpha'_L}{v_{L_1}} = \frac{\sin \beta_T}{v_{T_2}} = \frac{\sin \beta_L}{v_{L_2}}. \qquad (3.61)$$

В формулах (3.58) — (3.61) v_{L_1}, v_{L_2} — скорости распространения продольных волн соответственно в первой и второй средах; v_{T_1}, v_{T_2} — скорости распространения поперечных волн соответственно в первой и второй средах.

Формулы (3.58) — (3.61) позволяют сделать ряд важных практических выводов.

Во-первых, при падающей продольной волне условие отсутствия отраженной поперечной волны следующее:

$$\sin \alpha_L \geqslant \frac{v_{L_1}}{v_{T_1}}. \qquad (3.62)$$

Неравенство (3.62) невыполнимо, так как скорость распространения ультразвуковых продольных волн всегда больше скорости распространения ультразвуковых поперечных волн для одной и той же среды. Следовательно, при каждом отражении продольных волн возникают также поперечные волны.

Во-вторых, при падающей поперечной волне условие отсутствия отраженной продольной волны следующее:

$$\alpha_T \geqslant \arcsin \frac{v_{T_1}}{v_{L_1}}. \qquad (3.63)$$

В табл. 4 для некоторых твердых сред приведены значения углов падения поперечных волн, при которых образование продольных отраженных волн исключено.

Таблица 4

Среда	Скорость распространения продольных волн, *м/сек*	Скорость распространения поперечных волн, *м/сек*	α_T, *град*
Свинец	1200	700	$\geqslant 36$
Серебро	2640	1590	$\geqslant 37$
Олово	2730	1670	$\geqslant 38$
Стекло	4500—5600	2900—3400	$\geqslant 37$—40
Никель	4780	2960	$\geqslant 38$
Алюминий	5080	3080	$\geqslant 37$
Железо	5170	3230	$\geqslant 39$
Плавленый кварц	5450	3500	$\geqslant 40$
Магниевые сплавы	5600—5800	3100	$\geqslant 34$

В-третьих, условием отсутствия преломленных продольных волн в случае падающей продольной волны является

$$\alpha_L \geqslant \arcsin \frac{v_{L_1}}{v_{L_2}}, \tag{3.64}$$

а в случае падающей поперечной волны

$$\alpha_T \geqslant \arcsin \frac{v_{T_1}}{v_{L_2}}. \tag{3.65}$$

И наконец, в-четвертых, условие отсутствия преломленных поперечных волн в случае падающей продольной волны

$$\alpha_L \geqslant \arcsin \frac{v_{L_1}}{v_{T_2}}, \tag{3.66}$$

в случае падающей поперечной волны

$$\alpha_T \geqslant \arcsin \frac{v_{T_1}}{v_{T_2}}. \tag{3.67}$$

Для исключения потерь энергии сигналов в отражателях из-за преломления ультразвукового луча необходимо, чтобы угол падения его был выбран при продольной падающей волне из условия (3.66), а при поперечной падающей волне — из условия (3.67).

Значения углов падения ультразвукового луча на границу жидкость — твердое вещество, при которых нет потерь энергии сигналов из-за преломления ультразвукового луча, приведены для наиболее распространенных вариантов границ звукопровод — отражатель в табл. 5.

Таблица 5

Среда звукопровода	Материал отражателя		
	сталь	алюминий	никель
Вода	$\geqslant 28°$	$\geqslant 29°$	$\geqslant 30,5°$
Ртуть	$\geqslant 27°$	$\geqslant 28°$	$\geqslant 29,3°$
Этиловый спирт	$\geqslant 21,5°$	$\geqslant 22,5°$	$\geqslant 23,5°$

Табл. 6 позволяет сравнить свойства олова и свинца с точки зрения использования их в качестве материала поглощающих насадок для некоторых жидкостных линий задержки (в табл. 6 приведены значения углов падения ультразвукового луча на границу звукопровод — поглощающая насадка, при которых образуется преломленный луч, обеспечивающий поглощение энергии в материале насадки).

Таблица 6

Среда звукопровода	Материал поглотителя	
	олово	свинец
Вода	$<64°$	При любом угле
Ртуть	$<60°$	При любом угле
Этиловый спирт	$<45°$	При любом угле

Скорость распространения ультразвуковых колебаний в твердых средах, как правило, значительно выше, чем в жидкостях. Поэтому длина линии задержки с твердым звукопроводом должна быть намного больше длины жидкостной линии задержки на тот же интервал задержки. Кроме того, сечение твердого звукопровода должно быть также больше сечения соответствующей жидкост-

ной линии, что обусловлено, с одной стороны, расширением диаграммы излучения (приема) преобразователя вследствие большей скорости распространения ультразвука в твердых веществах (см. формулу 3.42), с другой стороны, увеличением длины звукопровода (рис. 66).

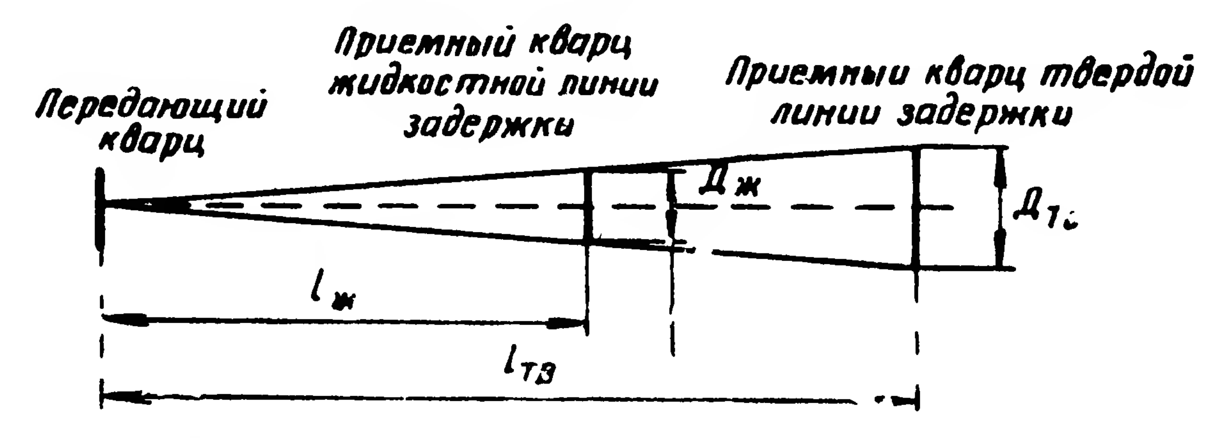


Рис. 66. Сравнение жидкостной и твердой линий задержки

Таким образом, твердая линия задержки в конструктивном отношении значительно более громоздкая, чем жидкостная линия на тот же интервал задержки. Снижение габаритов устройства задержки с твердым звукопроводом достигается использованием многократных отражений передаваемых сигналов (рис. 67, *а* и *б*).

Передача сигналов в твердых линиях задержки осуществляется большей частью за счет поперечных колебаний, скорость распространения которых в 1,6—1,8 раза меньше скорости распространения продольных колебаний. Однако непосредственное получение поперечных колебаний при помощи кварца *Y*-среза связано с определенными техническими трудностями. Поэтому в твердых линиях задержки широко используется трансформация одного типа колебаний в другой (рис. 67, *в* и 67, *г*).

Кварцевые пластинки прикрепляются к звукопроводу тонким слоем расплавленного парафина или специальным клеем.

Углы падения ультразвукового луча выбираются такими, чтобы при каждом отражении большую часть отраженной энергии составляла энергия того вида колебаний, при котором рассчитывается осуществить задержку сигналов на данном участке звукопровода.

На рис. 68 показано примерное распределение отраженной энергии между продольными (W_L) и поперечными (W_T) колебаниями при продольной (рис. 68, *а*) и поперечной (рис. 68, *б*) падающих волнах.

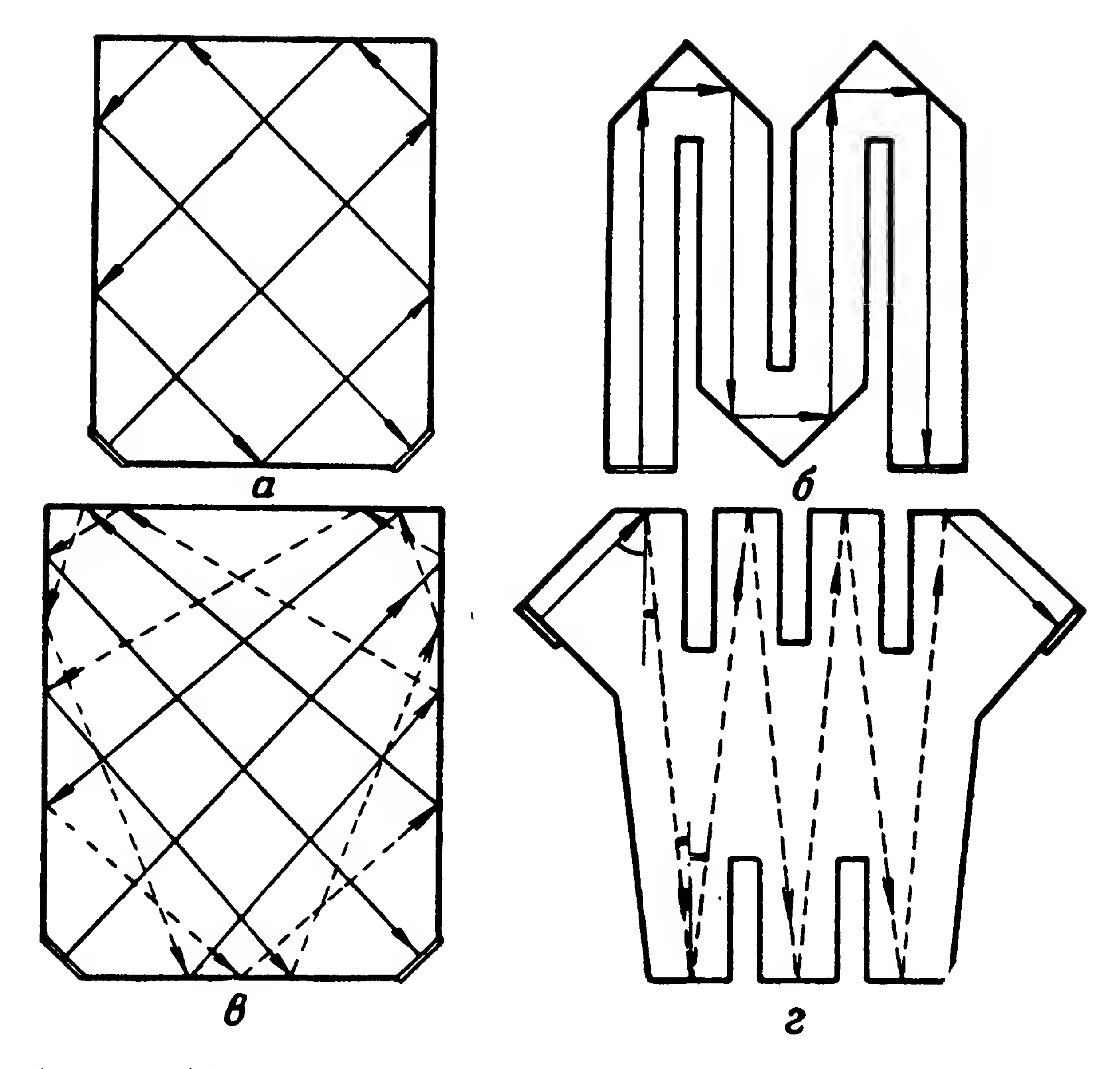


Рис. 67. Многократное отражение передаваемых сигналов в устройствах задержки с твердым звукопроводом:
а, б — без трансформации типа колебаний; *в, г* — с трансформацией одного типа колебаний в другой

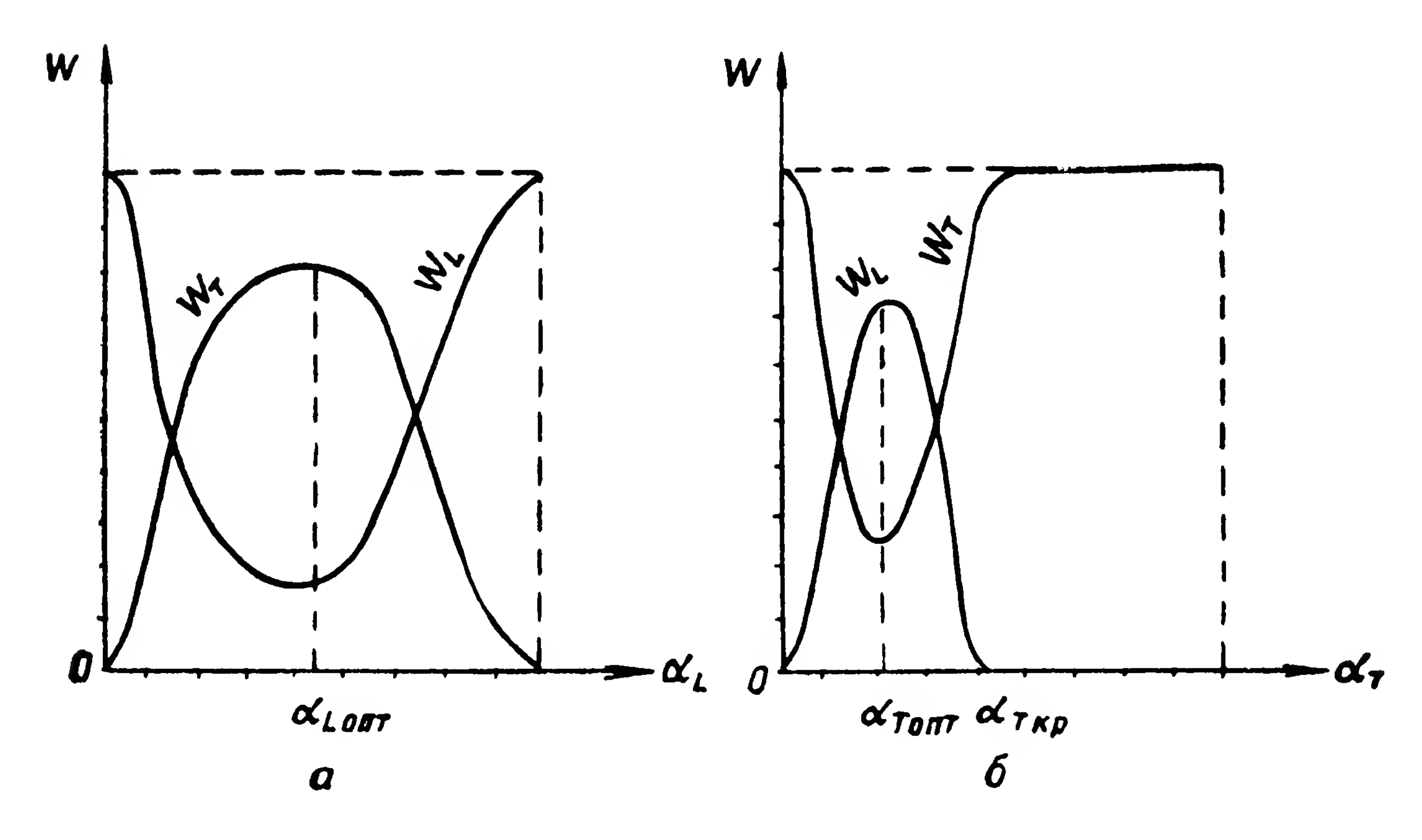


Рис. 68. Распределение отраженной энергии между продольными (W_L) и поперечными (W_T) колебаниями:
а — при продольной падающей волне; *б* — при поперечной падающей волне

В качестве передающего и приемного преобразователей используются, как правило, кварцы X-среза с продольными колебаниями, задержка же сигналов осуществляется в основном при помощи поперечных колебаний. Для этого угол падения продольной волны при первом ее отражении выбирается из условия получения максимальной величины энергии отраженных поперечных колебаний (угол $\alpha_{L\text{опт}}$ на рис. 68, *а*).

Для уменьшения потерь энергии сигналов в звукопроводе и исключения возможности трансформации типа волн при последующих отражениях угол падения поперечной волны необходимо брать больше $\alpha_{T\text{кр}}$ (рис. 68, *б*).

Однако при углах падения ультразвукового луча, превышающих $\alpha_{T\text{кр}}$, размеры устройства задержки получаются довольно большими. Поэтому угол падения поперечных волн внутри звукопровода обычно выбирается небольшой величины (единицы градусов) при условии незначительных потерь энергии сигналов на трансформацию типа волн.

При последнем отражении с целью трансформации поперечных колебаний в продольные угол падения первых из них выбирается из условия получения максимальной величины энергии отраженных продольных колебаний (угол $\alpha_{T\text{опт}}$ на рис. 68, *б*).

Для ослабления влияния паразитных колебаний, возникающих при каждом отражении ультразвука вследствие трансформации типа волн, возможные места попадания их на стенки звукопровода покрываются специальной поглощающей окраской или обрабатываются таким образом, чтобы происходило рассеяние падающей энергии.

С целью снижения веса устройства задержки и ограничения области распространения мешающих отражений ультразвука в звукопроводе делаются специальные пропилы (рис. 67, *б* и 67, *г*).

В современных твердых ультразвуковых линиях задержки в качестве звукопроводящей среды используются плавленый кварц и магниевые сплавы.

Основные факторы, которые ограничивают широкое применение ультразвуковых линий задержки с твердым звукопроводом, следующие:

— существование в звукопроводе колебаний различных видов;

— сложность получения однородной среды, лишенной различных посторонних вкраплений, остаточных деформаций и т. п.;

— трудность обеспечения хорошего акустического контакта между кварцевой пластинкой и звукопроводящей средой.

Компенсация сигналов. Принципиально возможны два способа компенсации сигналов от неподвижных отражающих объектов:

— компенсация по несущей частоте, когда задержанный и прямой сигналы сравниваются непосредственно на несущей частоте и результирующий сигнал зависит от фазовых соотношений и амплитуд сравниваемых сигналов;

— компенсация по огибающей, когда сравнение задержанного и прямого сигналов осуществляется после их детектирования и результирующий сигнал зависит от соотношения амплитуд сравниваемых сигналов.

Компенсация по несущей частоте имеет ряд преимуществ по сравнению с компенсацией по огибающей. Во-первых, компенсация по несущей частоте может происходить практически при любых уровнях сигналов, тогда как в случае компенсации по огибающей сигналы во избежание нелинейных искажений при их детектировании должны иметь достаточно высокий уровень. Во-вторых, при компенсации по несущей частоте нескомпенсированные сигналы после детектирования представляют собой однополярные импульсы, тогда как при компенсации по огибающей нескомпенсированные сигналы могут быть как положительной, так и отрицательной полярности, а усиление двуполярных видеоимпульсов при широком диапазоне изменения их амплитуд сопряжено с определенными трудностями.

Однако до настоящего времени компенсация сигналов по несущей частоте не нашла широкого использования в радиолокационной технике.

Дело в том, что для качественной компенсации сигналов по несущей частоте необходимо обеспечить:

— постоянство от периода к периоду фазовых соотношений колебаний несущей частоты сигналов с пусковыми импульсами;

— строгое совпадение временных положений задержанного и прямого сигналов.

При этом допустимая неточность совпадения во времени сравниваемых сигналов измеряется долями периода колебаний несущей частоты сигналов.

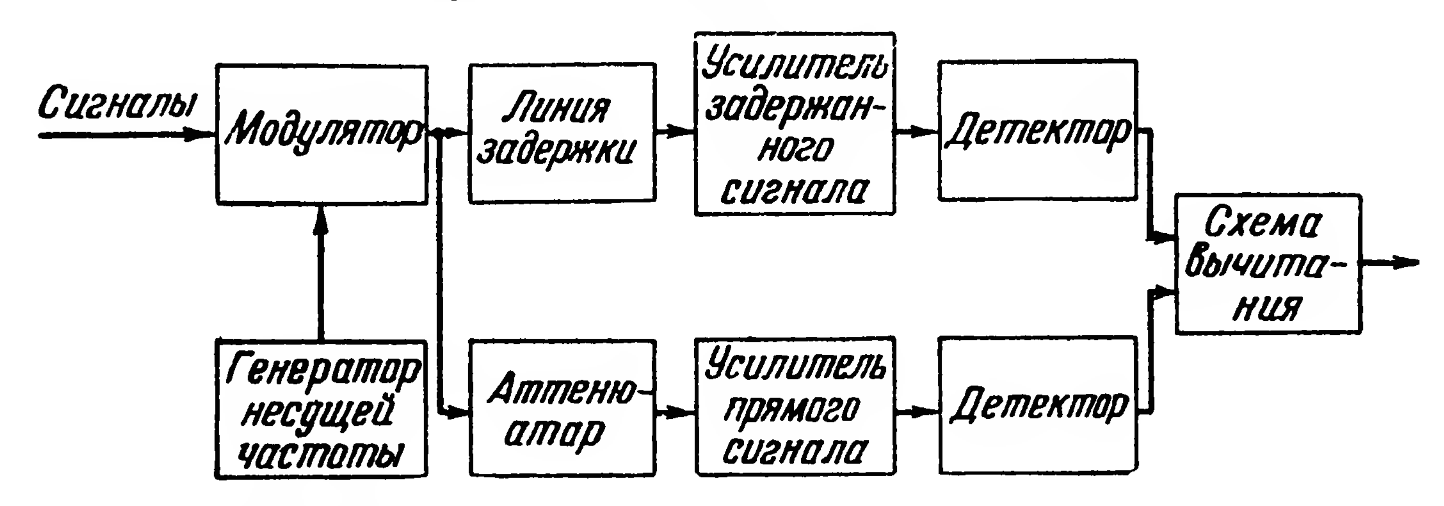


Рис. 69. Упрощенная блок-схема компенсирующего устройства со сравнением сигналов по огибающей

При компенсации сигналов по огибающей предъявляемые требования менее сложны, а именно:

— точное воспроизведение огибающей сигнала на выходе как задержанного, так и прямого каналов;

— совпадение во времени задержанного и прямого сигналов.

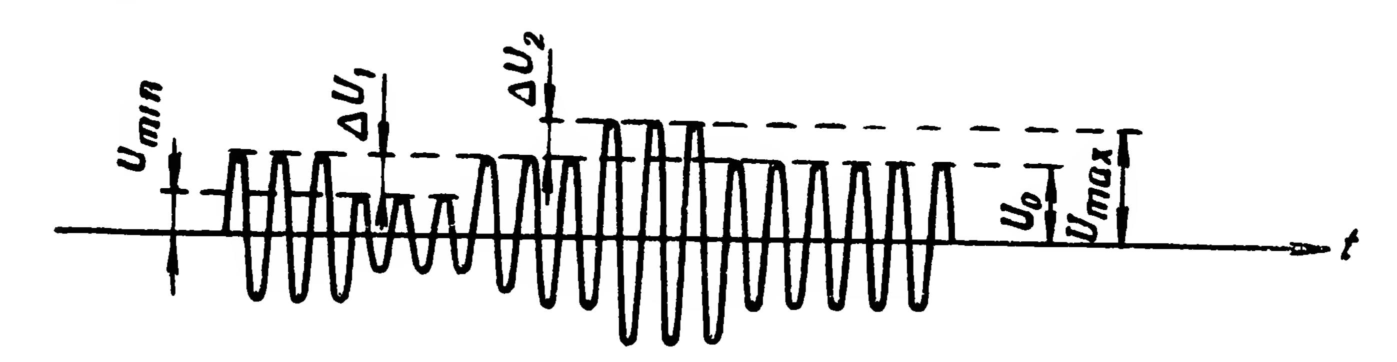


Рис. 70. Модулированные колебания генератора несущей частоты

На рис. 69 изображена упрощенная блок-схема компенсирующего устройства со сравнением сигналов по огибающей.

Генератор несущей частоты работает в непрерывном режиме. Глубина модуляции его колебаний выбирается такой, чтобы при уровнях сигнала U_{min} и U_{max} (рис. 70), соответствующих максимальным по абсолютной величине отрицательному и положительному модулирующим импульсам, рабочая точка детектора находилась на линейном участке характеристики.

Если $E_н$ и $E_к$ — уровни входного напряжения детектора, соответствующие началу и концу линейного участка детекторной характеристики, то коэффициент модуляции колебаний несущей частоты видеосигналами не должен превышать величины

$$M \leqslant \frac{E_к - E_н}{E_к + E_н} . \qquad (3.68)$$

Одной из причин искажения огибающей сигнала является так называемое «просачивание» сигнала, происходящее при модуляции в том случае, если в спектре

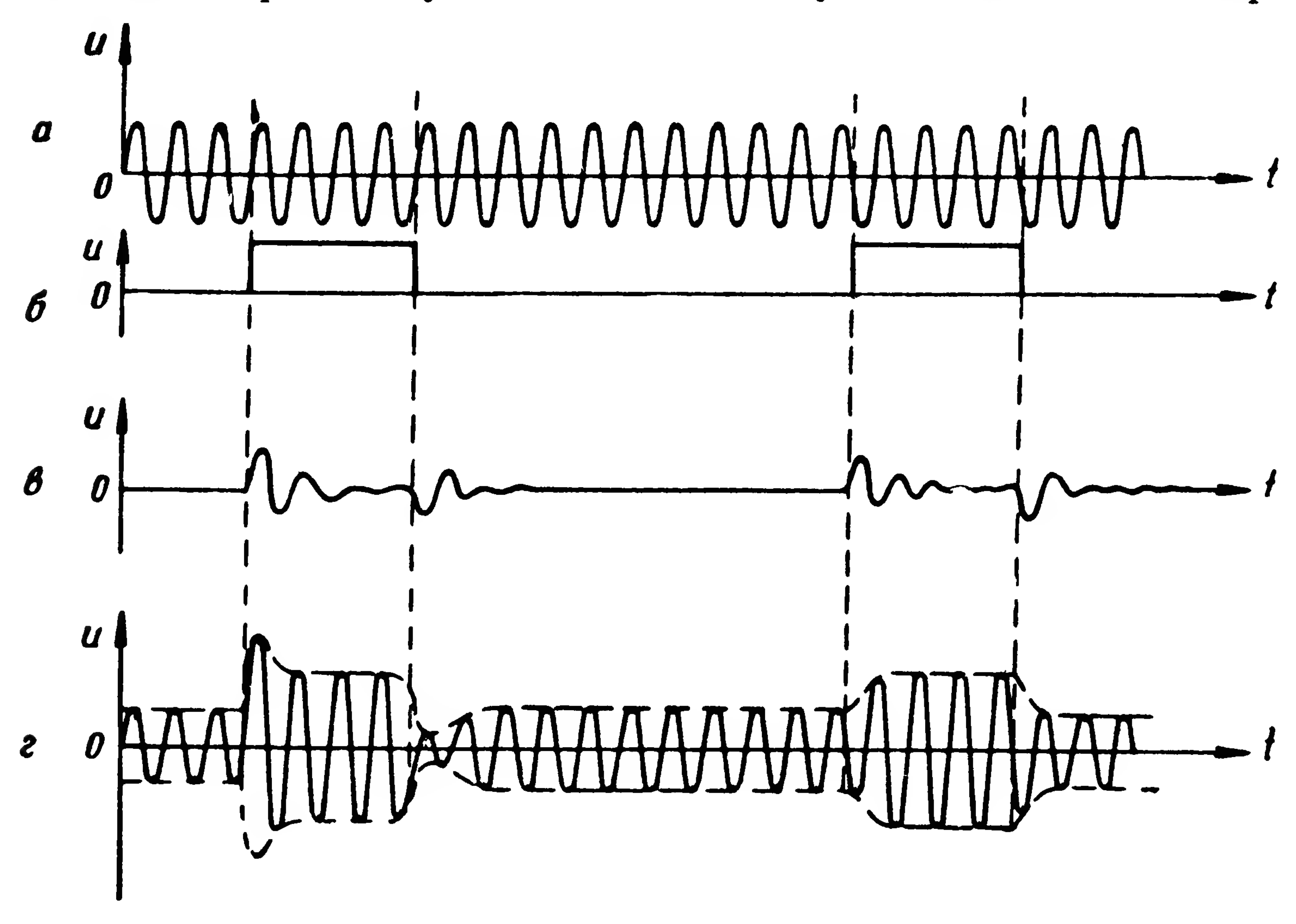


Рис. 71. Искажение огибающей сигнала:
а — колебания несущей частоты; *б* — пусковые импульсы; *в* — «просочившийся» сигнал; *г* — результирующий сигнал

модулирующего сигнала имеются составляющие того же порядка, что и несущая частота.

Колебания несущей частоты (рис. 71, *а*) обычно некогерентны с пусковыми импульсами, следовательно, их фаза изменяется относительно модулирующего сигнала (рис. 71, *б*) от периода к периоду повторения импульсов. Поэтому при наличии «просочившегося» сигнала (рис. 71, *в*) огибающая результирующего сигнала на выходе модулятора будет флуктуировать (рис. 71, *г*).

Если окажется, что модуляция колебаний несущей частоты, обусловленная «просочившимся» сигналом, превосходит модуляцию, вызываемую наименьшим полезным сигналом, то необходимо принимать специальные меры борьбы с «просачиванием» модулирующего сигнала.

Возможные меры борьбы с «просачиванием» сигнала следующие:

— балансная модуляция;

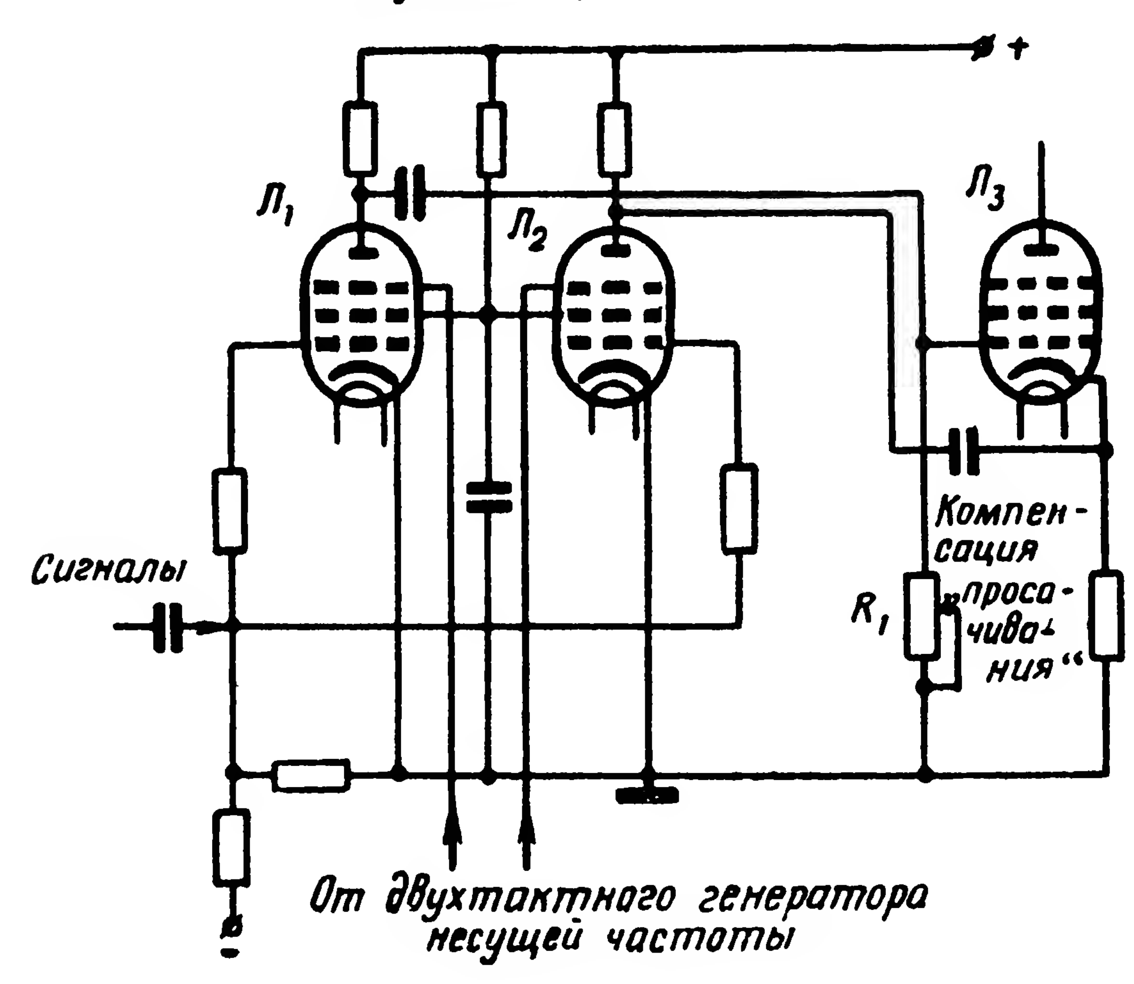


Рис. 72. Балансная схема модулятора

— применение генератора когерентных колебаний несущей частоты;

— применение схем сглаживания флуктуаций видеоимпульсов (фильтров RC).

Один из вариантов балансной схемы модулятора представлен на рис. 72. Модулирующие импульсные сигналы поступают на управляющие сетки ламп $Л_1$ и $Л_2$. К защитным сеткам этих ламп подведено двухтактное (со сдвигом по фазе на 180°) напряжение несущей частоты. Потенциометром R_1 подбирается такое соотношение напряжений, снимаемых с анодов ламп $Л_1$ и $Л_2$, при котором искажения сигналов, обусловленные влиянием «просочившихся» сигналов, будут минимальными.

В качестве источника когерентных колебаний несущей частоты может быть использован контур ударного

возбуждения. При этом искажения сигналов из-за «просачивания» при модуляции остаются неизменными от периода к периоду повторения импульсов.

Качество компенсации мешающих отражений зависит не только от того, как точно совпадают во времени сравниваемые сигналы, но и от того, насколько одинаковы их формы и амплитуды.

Изменение формы сигналов в том или ином канале определяется амплитудно-частотной характеристикой данного канала (рис. 73, *а*).

Амплитудно-частотные характеристики задержанного и прямого каналов неодинаковые, так как, во-первых, усилитель задержанного сигнала состоит, как правило, из большего числа каскадов, чем усилитель прямого сигнала, и, во-вторых, коэффициент передачи линии задержки зависит от частоты.

Как известно, искажения сигналов, возникающие при прохождении их через усилитель, незначительны, если полоса пропускания последнего достаточно широка. Поэтому полосы пропускания усилителей обоих каналов выбираются значительно шире (обычно примерно в два раза) полосы пропускания компенсирующего устройства в целом.

Зависимость коэффициента передачи линии задержки от частоты (рис. 73, *б*) приводит к расстройке общей полосы пропускания устройства компенсации на некоторую величину Δf относительно несущей частоты сигналов (рис. 73, *в*). В результате этого форма задержанных сигналов отличается от формы прямых сигналов.

Указанная частотная расстройка может быть скомпенсирована включением в прямой или в задержанный канал соответствующей корректирующей цепочки.

Амплитудно-частотная характеристика корректирующей цепочки, включаемой в прямой канал, должна быть подобна характеристике линии задержки. Характеристика же корректирующей цепочки, включаемой в задержанный канал, должна быть обратной характеристике линии задержки.

Простейший вид корректирующей цепочки — расстроенный относительно несущей частоты сигналов резонансный контур.

На рис. 73, *г* приведена амплитудно-частотная характеристика контура, включенного в задержанный канал

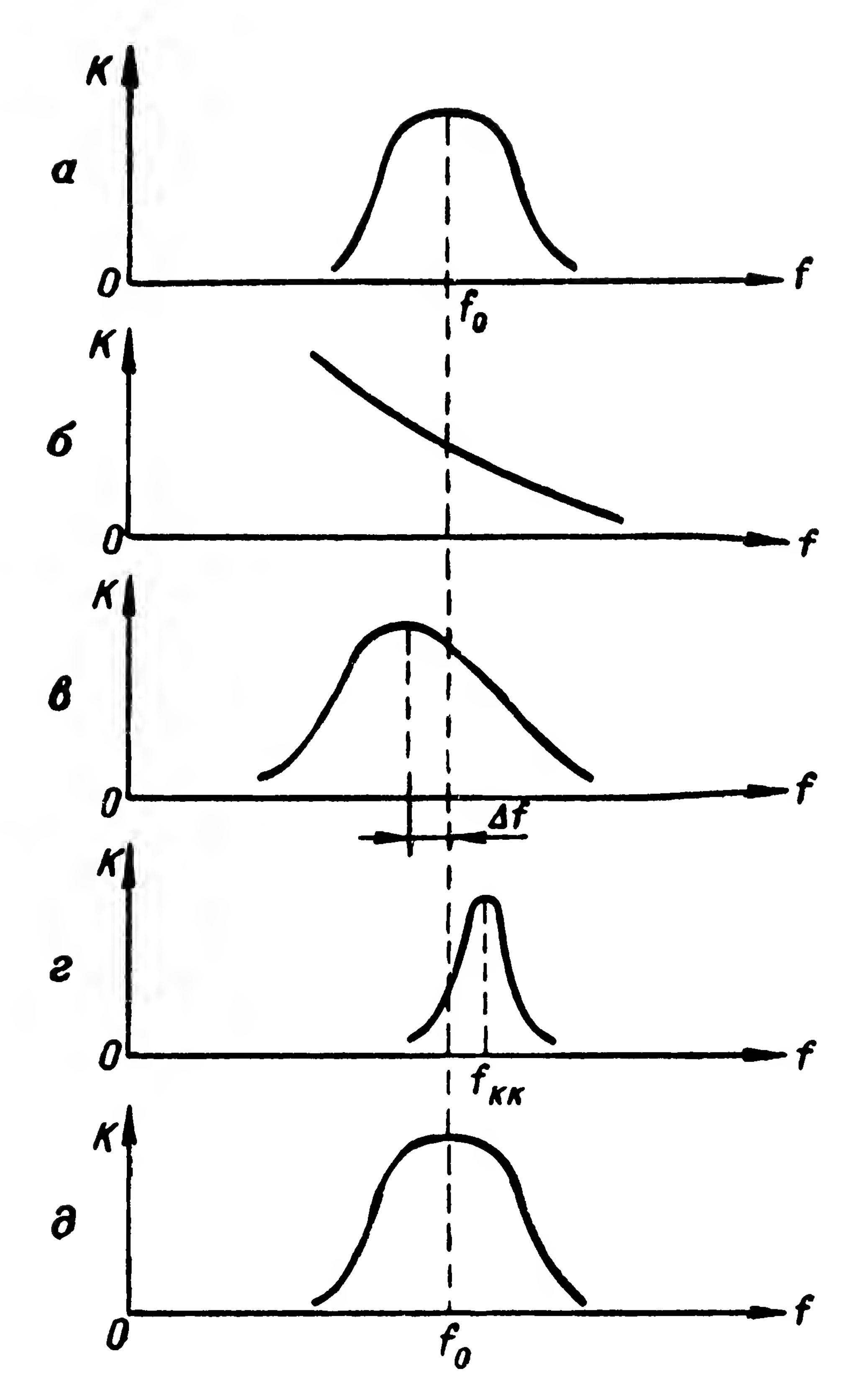


Рис. 73. Влияние амплитудно-частотной характеристики на качество компенсации мешающих отражений:

а — амплитудно-частотная характеристика канала; *б* — зависимость коэффициента передачи линии задержки от частоты; *в* — сдвиг амплитудно-частотной характеристики; *г* — амплитудно-частотная характеристика контура, включенного в задержанный канал с целью компенсации частотной расстройки; *д* — общая амплитудно-частотная характеристика задержанного канала

для компенсации частотной расстройки Δf, в результате чего общая амплитудно-частотная характеристика задержанного канала (рис. 73, *д*) становится примерно такой же, как в канале прямого сигнала.

Для более точной коррекции используется система определенным образом расстроенных относительно несущей частоты резонансных контуров.

Причиной появления нескомпенсированного остатка от мешающих отражений может быть также разница в амплитудах сравниваемых сигналов на входе схемы вычитания.

Чтобы амплитуды задержанного и прямого мешающих сигналов, подлежащих компенсации, были равны между собой в каждом цикле работы станции, необходимо стабилизировать усиление в обоих каналах сигнала.

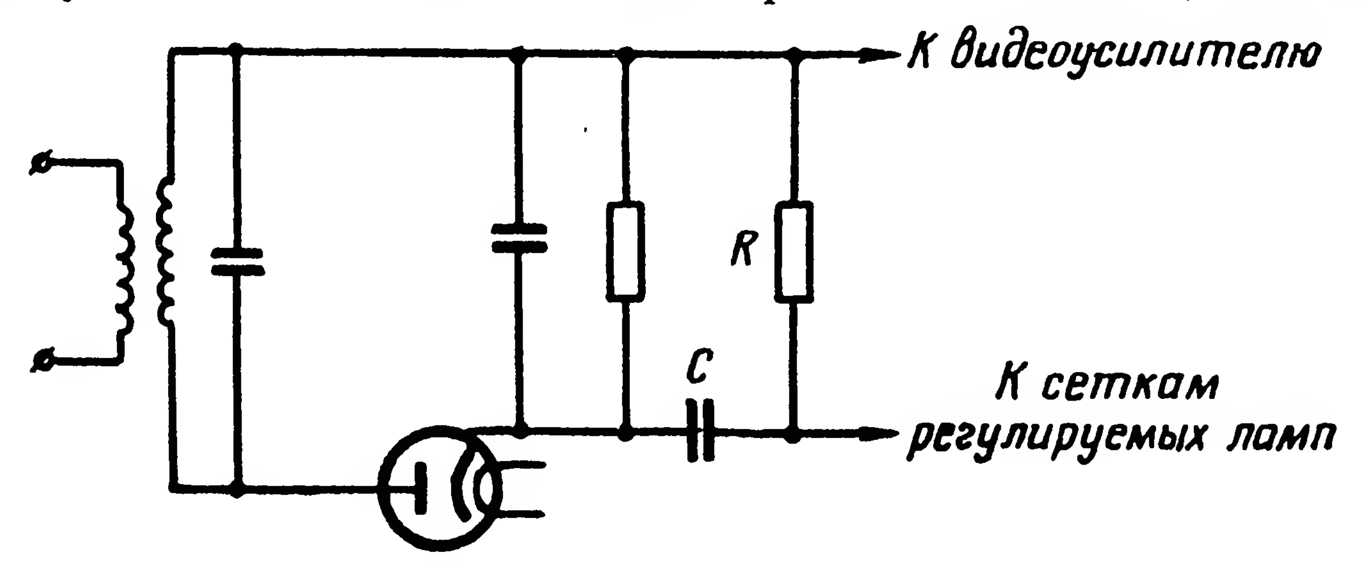


Рис. 74. Схема автоматической регулировки усиления

Возможны два метода стабилизации усиления каналов сигнала компенсирующего устройства:

— метод абсолютной стабилизации усиления (усиление каждого канала стабилизируется на определенном уровне);

— метод относительной стабилизации усиления (усиление одного канала стабилизируется относительно усиления другого канала).

Одной из мер обеспечения постоянства усиления в задержанном и прямом каналах является применение одинакового числа каскадов в усилителях обоих каналов. Однако эта мера недостаточна, так как вследствие влияния дестабилизирующих факторов (изменения температуры, изменения напряжения питания, «старения» радиоламп и т. п.) коэффициенты усиления каналов изменяются неодинаково.

Значительно лучших результатов можно добиться, применив в каждом канале автоматическую регулировку усиления. В качестве управляющего сигнала может быть использовано продетектированное напряжение несущей частоты (рис. 74). В этом случае усиление канала зависит от уровня напряжения несущей частоты.

Параметры фильтра RC определяют быстродействие системы автоматического регулирования усиления. Постоянная времени цепи должна намного превосходить длительность передаваемых сигналов во избежание их демодуляции.

Однако эта система абсолютной стабилизации усиления обладает серьезным недостатком: в зависимости

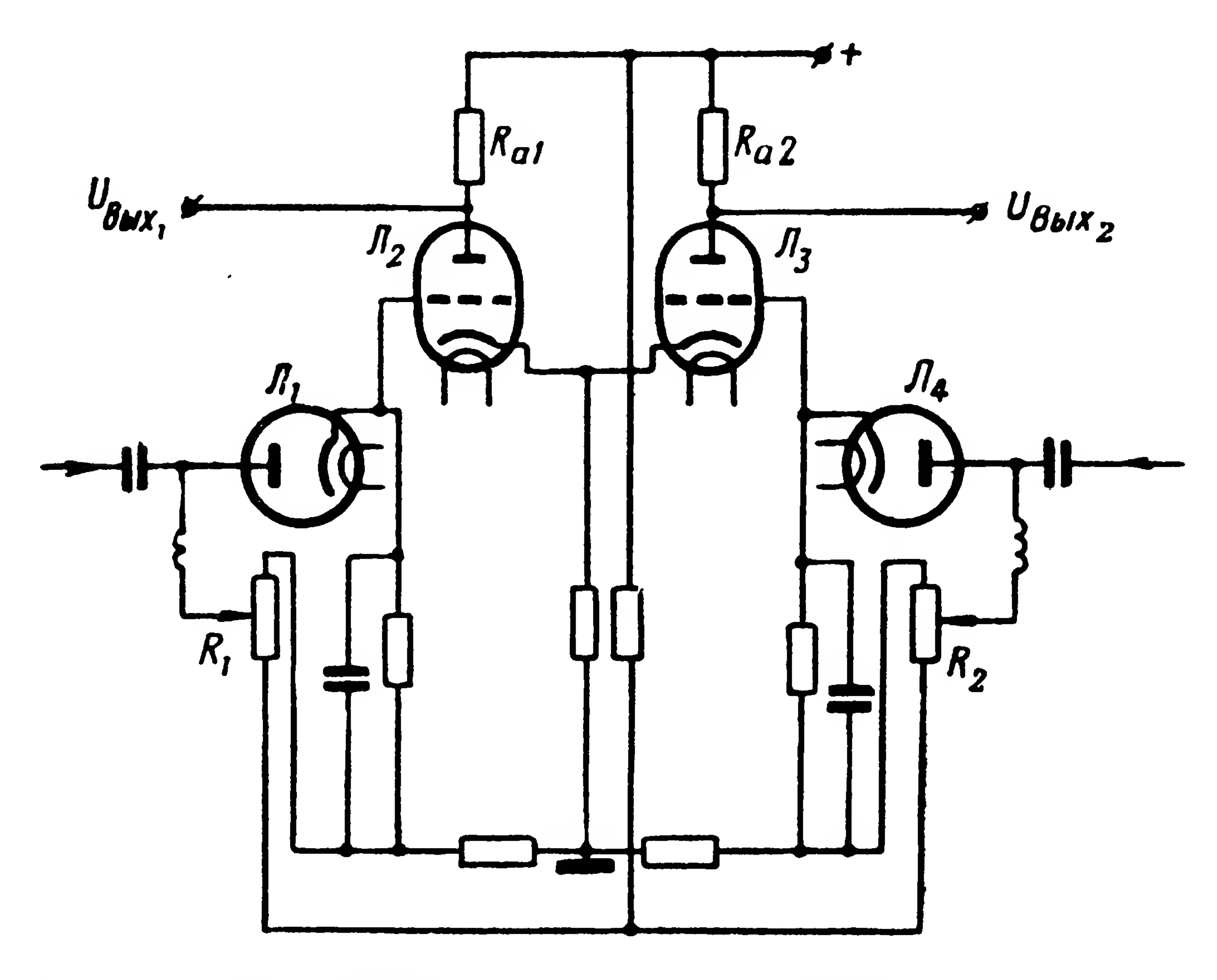


Рис. 75. Схема дифференциальной автоматической регулировки усиления

от характера изменений модулирующих сигналов меняется средний уровень напряжения несущей частоты, что вызывает изменение коэффициента усиления канала.

В системах относительной стабилизации усиления задержанного и прямого каналов коэффициент усиления не зависит от уровня напряжения несущей частоты.

На рис. 75 приведена схема дифференциальной автоматической регулировки усиления в каналах сигнала компенсирующего устройства.

В дифференциальном каскаде (лампы $Л_2$ и $Л_3$) происходит сравнение уровней напряжения несущей частоты в задержанном и прямом каналах, в результате чего вырабатываются управляющие напряжения, пропорцио-

нальные в идеальном случае только разности сравниваемых уровней.

Автоматическая регулировка усиления осуществляется одновременно в обоих каналах, но в противоположных направлениях. Потенциометры R_1 и R_2 предназначены для балансировки схемы.

Усилительные свойства дифференциального каскада характеризуются следующими параметрами:

— коэффициентом усиления разности входных напряжений

$$K_{разн}=\frac{\partial U_{вых}}{\partial (U_{вх_1}-U_{вх_2})} \quad \text{при } U_{вх_1}+U_{вх_2}=\text{const}; \quad (3.69)$$

— коэффициентом усиления среднего уровня

$$K_{ур}=\frac{\partial U_{вых}}{\partial\left(\frac{U_{вх_1}+U_{вх_2}}{2}\right)} \quad \text{при } U_{вх_1}-U_{вх_2}=\text{const}. \quad (3.70)$$

Чтобы выходное напряжение дифференциального каскада было пропорционально только разности входных напряжений, необходимо обеспечить возможно бо́льшую величину коэффициента $K_{разн}$ и возможно меньшую величину коэффициента $K_{ур}$.

Поэтому качество работы дифференциального каскада обычно оценивается по величине

$$q=\frac{K_{ур}}{K_{разн}}\approx-\frac{R_i+R_{a1}}{\mu R_к}, \quad (3.71)$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы;
μ — коэффициент усиления лампы.

Уменьшение коэффициента q до величины, близкой к нулю, достигается применением в дифференциальном каскаде ламп с большим коэффициентом усиления и незначительным разбросом параметров.

При однотактном детектировании сигналов в случае, если фаза колебаний несущей частоты изменяется от периода к периоду повторения пусковых импульсов (рис. 76), получается неточное воспроизведение огибающей по длительности. Максимальная величина неточности воспроизведения равна половине периода несу-

щей частоты. В результате этого ухудшается качество компенсации мешающих отражений.

Для устранения или, по крайней мере, ограничения влияния указанного явления на качество компенсации могут быть приняты следующие меры:

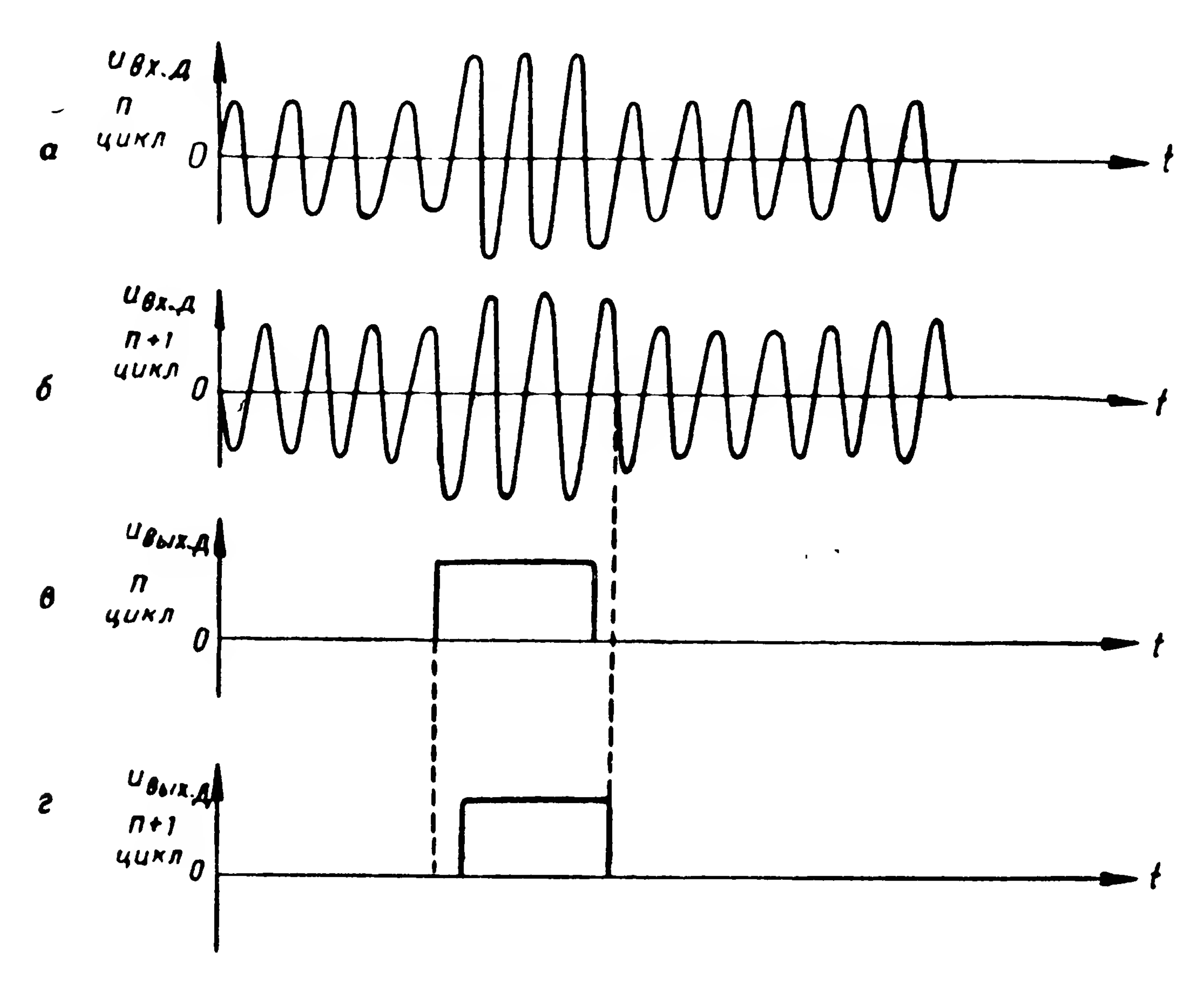


Рис. 76. Неточность воспроизведения по длительности огибающей сигналов при изменении фазы колебаний несущей частоты от периода к периоду повторения пусковых импульсов:
а, б — сигналы на несущей частоте; *в, г* — сигналы на выходе детектора

— применение генератора когерентных (относительно пусковых импульсов) колебаний несущей частоты;

— передача сигналов на относительно высокой несущей частоте, период колебаний которой меньше допустимой неточности совпадения во времени компенсируемых сигналов;

— двухтактное детектирование сигналов.

Последняя мера является наиболее рациональной, хотя и требует некоторого усложнения компенсирующего устройства.

Двухтактный детектор (рис. 77 и 78) позволяет более точно воспроизвести огибающую сигнала, так как

в нем детектируются обе половины синусоидального напряжения.

Двухтактное напряжение несущей частоты может быть получено с помощью трансформатора (рис. 77) или лампового фазоинвертора (рис. 78).

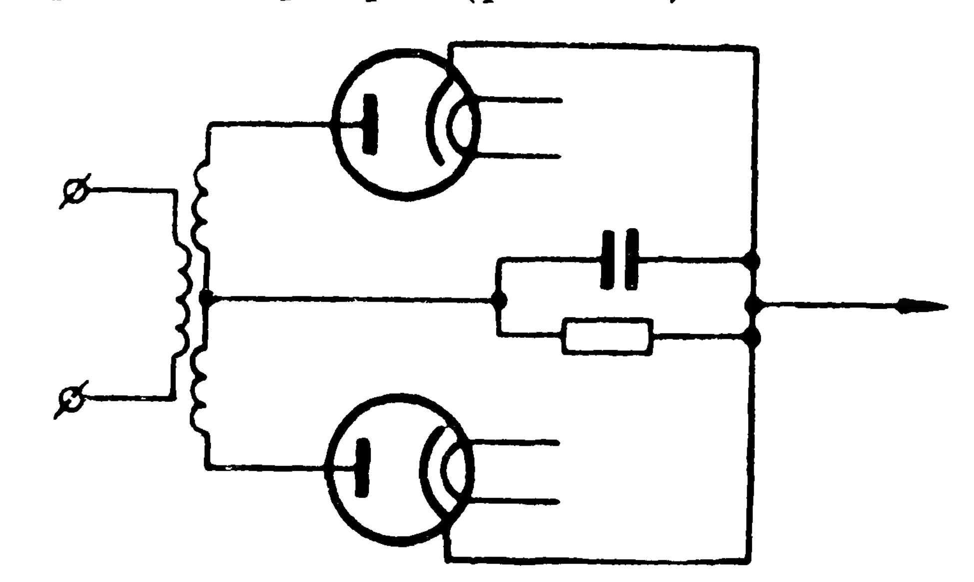


Рис. 77. Схема двухтактного детектора с трансформаторной связью

Непосредственное сравнение задержанного и прямого сигналов происходит в схеме вычитания, простейшим и одновременно наиболее распространенным видом которой является дифференциальный детектор (рис. 79).

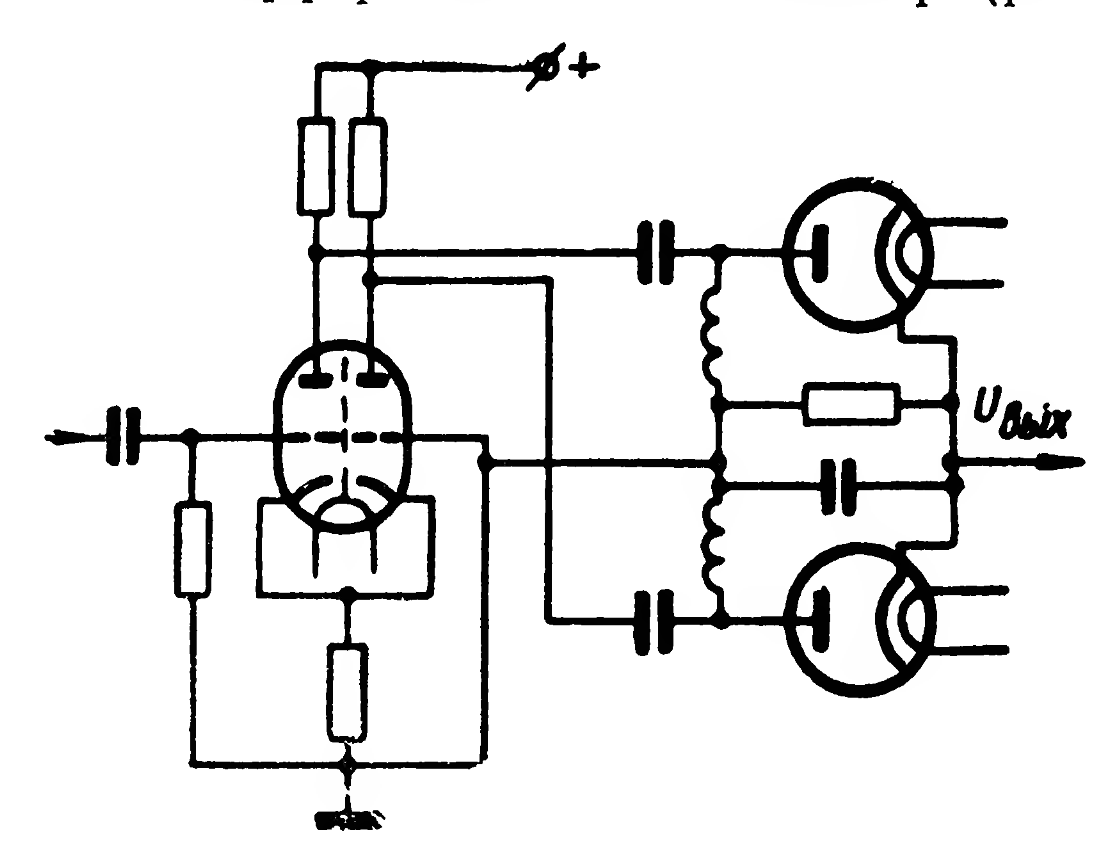


Рис. 78. Схема двухтактного детектора с фазоинвертором

Нагрузка детекторов обоих каналов сигнала симметрична: $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$. Постоянная составляющая каждого детектора протекает через суммарное сопротивление нагрузки $R_1 + R_2$ и детектор другого канала.

Цепь переменной составляющей каждого детектора замыкается через емкость нагрузки (конденсатор C_1 или C_2).

При одновременном поступлении на вход детекторов обоих каналов сигналов равной величины конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются до одинаковых потенциалов, но противоположной полярности (как указано на рис. 79).

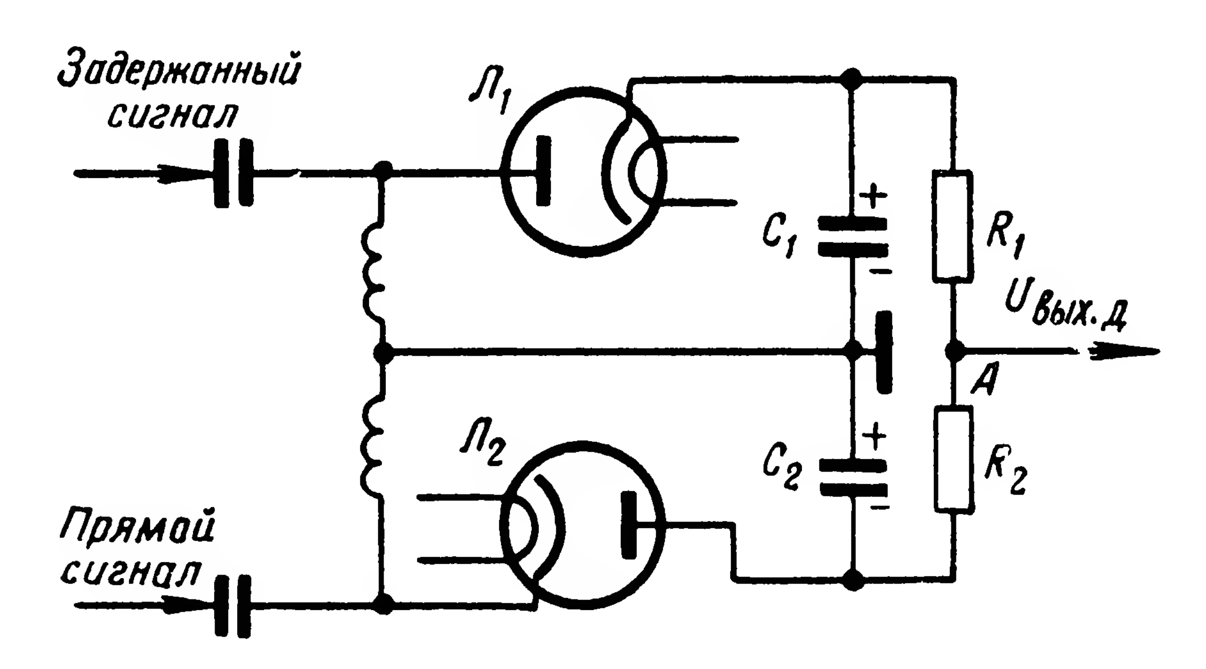


Рис. 79. Схема дифференциального детектора

Поэтому выходное напряжение схемы вычитания, снимаемое со средней точки нагрузки A, в этом случае равно нулю. Если же амплитуды задержанного и прямого сигналов не равны, то конденсаторы C_1 и C_2 окажутся заряженными до потенциалов разной величины и на выходе схемы вычитания появится разностный сигнал.

Выходное напряжение дифференциального детектора

$$U_{\text{вых.д}} = K_{\text{д1}} U_{\text{вх.з}} - K_{\text{д2}} U_{\text{вх.п}}, \qquad (3.72)$$

где $K_{\text{д1}}$ и $K_{\text{д2}}$ — коэффициенты передачи детекторов задержанного и прямого каналов;

$U_{\text{вх. з}}$ и $U_{\text{вх. п}}$ — сигналы на входе тех же детекторов.

Если обе половины дифференциального детектора имеют одинаковые параметры и характеристики, то $K_{\text{д1}} = K_{\text{д2}}$ и выражение (3.72) принимает вид:

$$U_{\text{вых.д}} = K_{\text{д}} (U_{\text{вх.з}} - U_{\text{вх.п}}). \qquad (3.73)$$

Сигналы, отраженные от неподвижных объектов, как обладающие неизменной от периода к периоду повторения импульсов амплитудой, будут полностью подавляться. Сигналы же, отраженные от движущейся цели,

вследствие их амплитудной модуляции не компенсируются в схеме вычитания: на ее выходе они образуют амплитудно-модулированную последовательность импульсов, каждый из которых представляет собой разность двух следующих один за другим сигналов, отраженных от данной цели. Рассматривая работу дифференциального детектора, нетрудно убедиться, что нескомпенсированные сигналы могут быть как положительной, так и отрицательной полярности. Дальнейшее их усиление и преобразование определяется особенностями индикаторного устройства и целевым назначением радиолокационной станции.

Вычитающие потенциалоскопы

Принцип действия вычитающих потенциалоскопов основан на использовании явления вторичной электронной эмиссии.

Вторичная электронная эмиссия. Как известно, в обычном состоянии любого вещества электроны не могут покинуть его поверхность, так как этому препятствует потенциальный барьер, действующий на границе вещество — вакуум. Физический смысл потенциального барьера заключается в следующем. Электрон, покидая поверхность электрически нейтрального тела, заряжает его положительно. Так как сам электрон представляет собой отрицательно заряженную частицу, то он снова притягивается к телу. Чтобы электрон смог преодолеть силу притяжения к телу, которое он покинул, и выйти в вакуум, он должен обладать определенной энергией.

Все виды принудительной электронной эмиссии (термоэлектронная, фотоэлектронная, вторичная электронная) основаны на повышении тем или иным методом энергии электронов электрически нейтрального вещества до величины, достаточной для выхода электронов в вакуум. При вторичной электронной эмиссии повышение энергии электронов вещества достигается за счет передачи им энергии первичных электронов.

Если поверхность мишени из твердого материала достаточно интенсивно бомбардировать электронами, то они выбивают из материала мишени вторичные электроны, создающие ток вторичной электронной эмиссии.

Если i_1 — ток пучка первичных электронов, а i_2 — ток вторичных электронов, выбитых из материала мишени,

то величиной, характеризующей эффективность вторичной электронной эмиссии, является отношение

$$\sigma_0 = \frac{i_2}{i_1}, \qquad (3.74)$$

называемое коэффициентом полной вторичной электронной эмиссии.

Величина коэффициента полной вторичной электронной эмиссии зависит от материала мишени, чистоты поверхности ее и от скорости (энергии) первичных электронов.

На рис. 80 графически показана зависимость коэффициента σ_0 от скорости первичного электронного пучка.

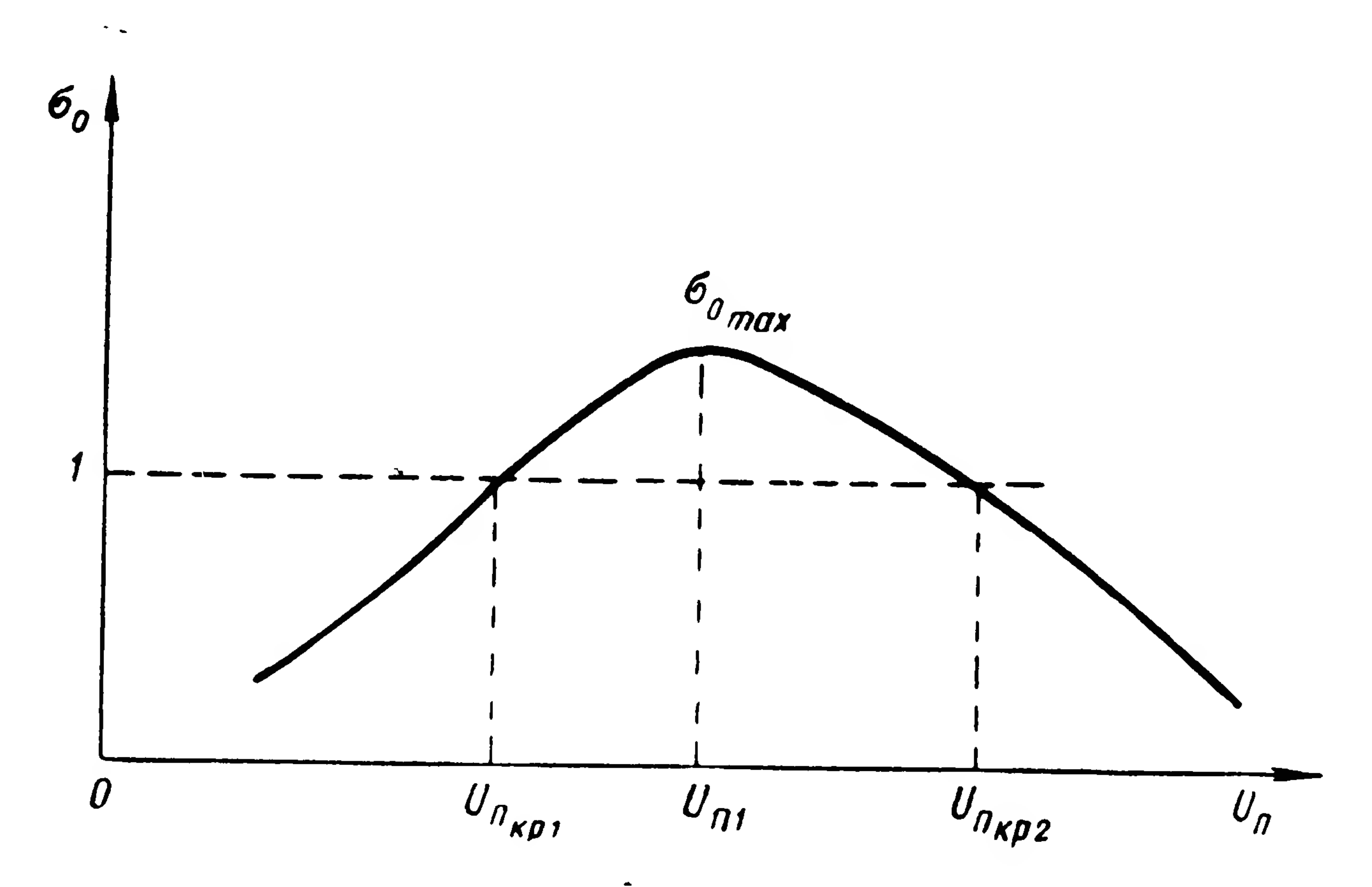


Рис. 80. Зависимость коэффициента полной вторичной электронной эмиссии σ_0 от скорости первичного электронного пучка

При небольших значениях скорости пучка энергия первичных электронов мала. Поэтому количество выбитых электронов незначительно и величина σ_0 близка к нулю. По мере увеличения энергии первичных электронов количество выбитых электронов растет, соответственно увеличивается коэффициент σ_0. При некотором вполне определенном значении скорости первичного электронного пучка ($U_{п1}$ на рис. 80) коэффициент полной вторичной электронной эмиссии достигает максимальной величины $\sigma_{0\,max}$.

Для большинства чистых металлов $\sigma_{0\,max} < 1$, для диэлектриков и полупроводников $\sigma_{0\,max} > 1$.

Дальнейшее увеличение скорости первичного электронного пучка вызывает медленный спад величины σ_0. Это объясняется, с одной стороны, большой глубиной проникновения первичных электронов в материал мишени, откуда выход выбиваемых электронов затруднен из-за больших потерь ими энергии при взаимных столкновениях, и, с другой стороны, уменьшением числа возбужденных электронов на одной и той же длине пути первичного электрона.

Точки кривой зависимости $\sigma_0 = f(U_п)$, где $\sigma_0 = 1$, являются точками критического состояния мишени (точки $U_{п_{кр1}}$ и $U_{п_{кр2}}$ на рис. 80). При скоростях первичного электронного пучка, равных $U_{п_{кр1}}$ и $U_{п_{кр2}}$, количество выбитых вторичных электронов равно количеству попадающих на мишень первичных электронов. Такое состояние называется состоянием равновесного потенциала мишени. Величина $U_{п_{кр1}}$ обычно около 100 *в*, а величина $U_{п_{кр2}}$ более 1000 *в*.

Интенсивность вторичной электронной эмиссии можно значительно повысить, если вблизи поверхности мишени создать ускоряющее поле, облегчающее выход выбитых электронов из материала мишени.

В отсутствие внешнего поля выбитые из мишени электроны разлетаются в различных направлениях. Для отбора вторичных электронов необходимо поместить вблизи бомбардируемой мишени специальный электрод — коллектор. Однако перелет всех выбитых из мишени вторичных электронов к коллектору возможен только в том случае, если между бомбардируемой поверхностью и коллектором существует ускоряющее поле, т. е. потенциал коллектора ($U_{кол}$) превышает потенциал мишени ($U_м$). При этом ток коллектора

$$i_{кол} = \sigma_0 i_1. \quad (3.75)$$

Если же между бомбардируемой поверхностью мишени и коллектором создано тормозящее поле, т. е. $U_{кол} < U_м$, то на коллектор перелетят только те выбитые электроны, начальная скорость которых превышает раз-

ность потенциалов $U_м - U_{кол}$. При этом ток в цепи коллектора

$$i_{кол} = \sigma_0 i_1 e^{-\frac{U_м - U_{кол}}{\overline{U_п}}} \qquad (3.76)$$

где $\overline{U_п}$ — средняя скорость вылета вторичных электронов.

Таким образом, при определенных условиях ток в цепи коллектора оказывается меньше тока вторичного электронного пучка ($i_{кол} < i_2$).

Вторично-эмиссионные свойства мишеней различного рода электровакуумных приборов, основанных на использовании явления вторичной электронной эмиссии, обычно оцениваются по величине тока коллектора. Для этого вводится понятие о действующем коэффициенте вторичной электронной эмиссии, который в зависимости от соотношения потенциалов мишени и коллектора определяется одним из следующих выражений:

$$\sigma_д = \sigma_0 \quad \text{при } U_{кол} \geqslant U_м, \qquad (3.77)$$

$$\sigma_д = \sigma_0 e^{-\frac{U_м - U_{кол}}{\overline{U_п}}} \quad \text{при } U_{кол} < U_м. \qquad (3.78)$$

Зависимость действующего коэффициента вторичной электронной эмиссии от потенциала мишени при некотором постоянном потенциале коллектора показана на рис. 81 (на этом же рисунке пунктиром показана зависимость $\sigma_0 = f(U_м)$ в отсутствие внешнего поля).

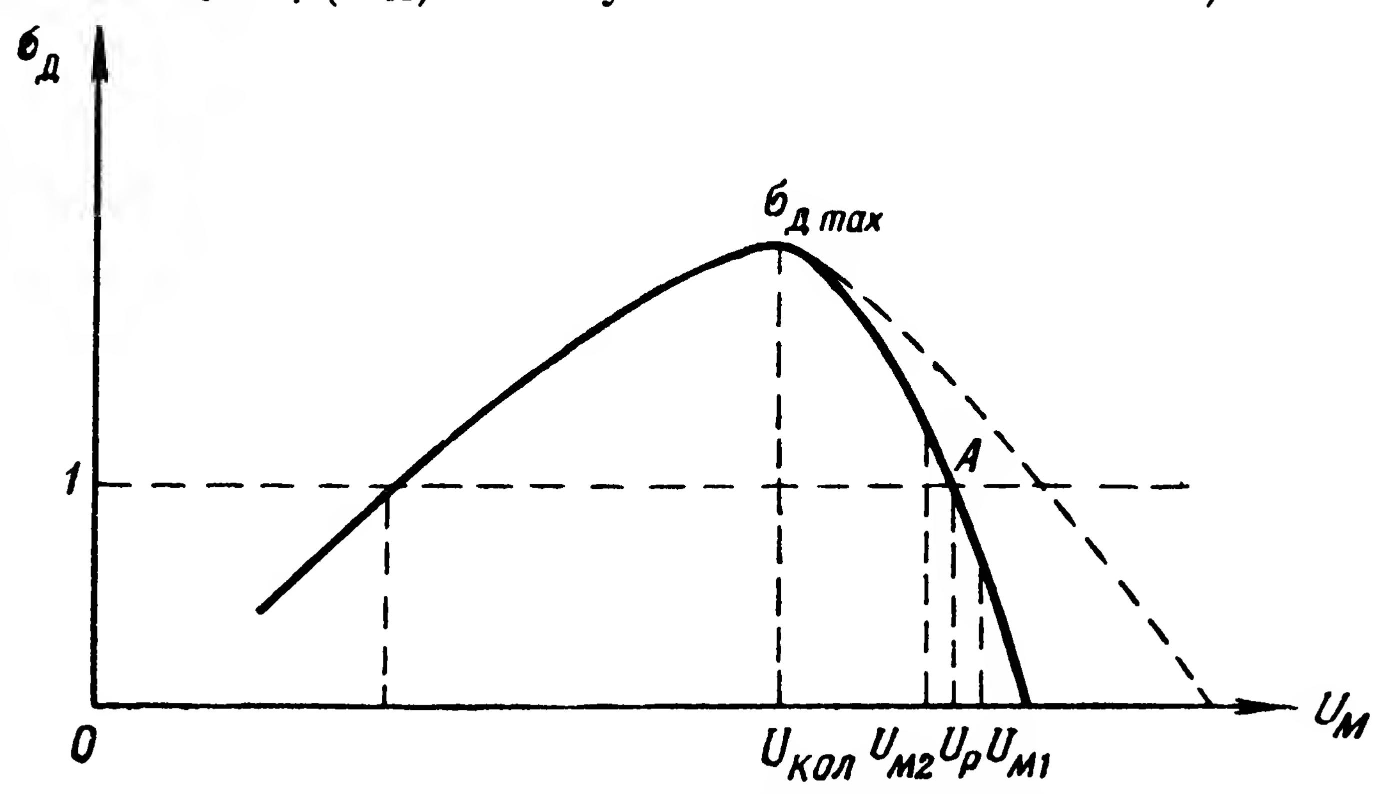


Рис. 81. Зависимость действующего коэффициента вторичной электронной эмиссии от потенциала мишени

Пока потенциал мишени ниже потенциала коллектора, все выбитые из мишени электроны притягиваются коллектором, поэтому кривые $\sigma_д = f(U_м)$ и $\sigma_0 = f(U_м)$ совпадают. При потенциале мишени, превышающем потенциал коллектора, часть выбитых электронов не достигает коллектора и возвращается к мишени. По мере увеличения превышения потенциала мишени относительно потенциала коллектора количество возвращающихся к мишени вторичных электронов возрастает, а величина тока коллектора соответственно падает. При некоторой разности потенциалов $U_{кол} - U_м < 0$ ток в цепи коллектора прекращается.

Точка A кривой зависимости $\sigma_д = f(U_м)$ соответствует устойчивому равновесному потенциалу мишени $U_р$. Действительно:

— при потенциале мишени $U_{м1} > U_р$ величина действующего коэффициента вторичной электронной эмиссии меньше единицы, следовательно, происходит накопление электронов на поверхности мишени, в результате чего потенциал мишени снижается, стремясь к значению $U_р$;

— при потенциале мишени $U_{м2} < U_р$ величина действующего коэффициента вторичной электронной эмиссии больше единицы, следовательно, количество уходящих с поверхности мишени электронов превышает количество поступающих на нее электронов, в результате чего потенциал мишени повышается, стремясь опять-таки к значению $U_р$.

Рассуждая подобным образом относительно любой точки кривой $\sigma_д = f(U_м)$, можно убедиться, что точка A является единственной точкой устойчивого равновесного потенциала мишени.

Величина равновесного потенциала мишени может быть найдена из формулы (3.78):

$$U_р = U_{кол} + \bar{U}_н \ln \sigma_0. \tag{3.79}$$

При проведении различных практических расчетов можно с достаточной степенью точности считать, что равновесный потенциал мишени равен потенциалу коллектора.

Устройство и принцип работы вычитающего потенциалоскопа. Вычитающий потенциалоскоп представляет

собой электронно-лучевую трубку с электростатическим или электромагнитным управлением лучом.

Схематически устройство потенциалоскопа показано на рис. 82.

Основными элементами конструкции потенциалоскопа являются: электронный прожектор *1*, отклоняющая система *2*, коллектор *3*, барьерная сетка *4*, мишень *5* и сигнальная пластина *6*.

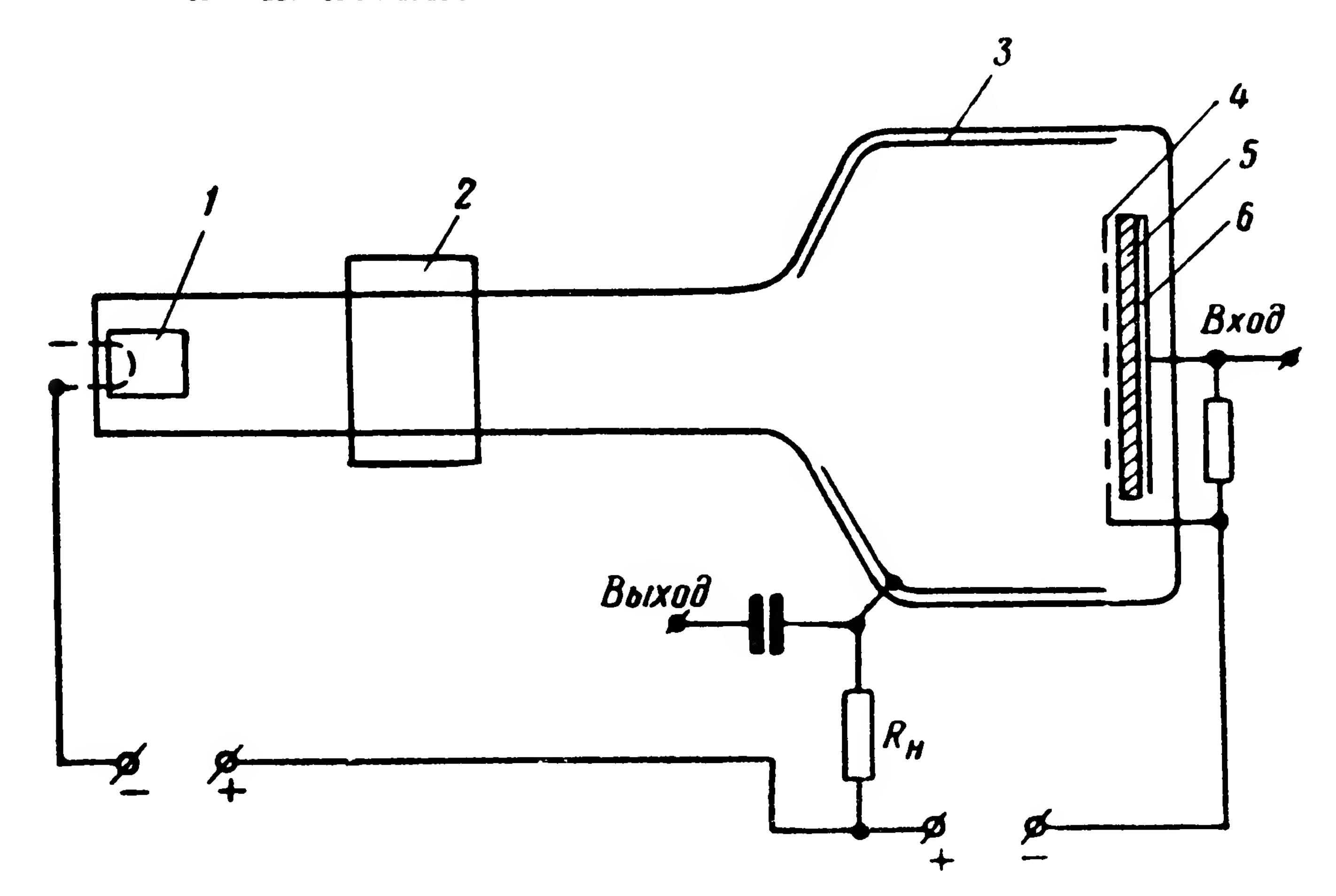


Рис. 82. Устройство потенциалоскопа:

1 — электронный прожектор; *2* — отклоняющая система; *3* — коллектор; *4* — барьерная сетка; *5* — мишень; *6* — сигнальная пластина

Электронный прожектор предназначен для создания потока электронов необходимой интенсивности, ускорения их, фокусировки в узкий электронный луч. Электронный прожектор потенциалоскопа так же, как и в обычных электронно-лучевых трубках, состоит из катода, находящегося под отрицательным относительно коллектора потенциалом (около —1500 *в*), управляющего электрода и системы анодов.

Отклоняющая система потенциалоскопа управляет первичным электронным лучом, перемещая его по поверхности мишени. Время, в течение которого луч обегает поверхность мишени, равно периоду сравнения сигналов (обычно периоду повторения импульсов передатчика). Управление первичным электронным лучом может быть электромагнитным или электростатическим.

Коллектор принимает вторичные электроны. Обычно он представляет собой кольцевое проводящее графитовое покрытие (аквадаг) на внутренней поверхности стеклянной колбы потенциалоскопа.

Барьерная сетка предназначена для ограничения возможности возврата вторичных электронов на поверхность мишени. Так как не все электроны, выбитые из мишени первичным электронным лучом, достигают коллектора, то, возвращаясь к мишени, они искажают образованный на ней потенциальный рельеф. Барьерная сетка располагается на расстоянии 0,01—0,2 *мм* от поверхности мишени и находится под отрицательным относительно коллектора (около —400 *в*), но положительным относительно металлической подложки потенциалом. Вследствие этого подавляющее большинство выбитых из мишени вторичных электронов пролетает плоскость сетки и попадает в ускоряющее поле, существующее между сеткой и коллектором. Под действием ускоряющего поля все вторичные электроны, пролетевшие плоскость сетки, направляются к коллектору. Барьерная сетка изготовляется из тонкой проволоки с большим коэффициентом прозрачности (100 отверстий на 1 $см^2$).

Мишень потенциалоскопа является эмиттером вторичных электронов, на ней создается так называемый потенциальный рельеф. В качестве материала мишени используются вещества с большими значениями $\sigma_{0\,max}$ (ряд полупроводников, диэлектрики и сплавы некоторых металлов). Широкое распространение получили мишени из окиси алюминия, слюды, а также кислородно-магниевые и кислородно-цезиевые мишени.

Сигнальная пластина выполняется в виде металлической подложки мишени. В одном из образцов отечественных потенциалоскопов сигнальная пластина изготовлена из алюминия, на который нанесен слой окиси алюминия, являющийся эмиттером вторичных электронов. На сигнальную пластину после соответствующего усиления в приемнике подаются выходные сигналы фазового детектора.

Поток первичных электронов, преобразованный электронным прожектором в узкий луч, бомбардирует в определенном порядке все точки (элементы) поверхности мишени. Скорость первичных электронов при ударе о

мишень зависит от разности потенциалов мишени и катода потенциалоскопа:

$$U_{п} = U_{м} - U_{к},$$

где $U_{к}$ — потенциал катода.

Каждый элемент поверхности мишени образует с сигнальной пластиной элементарный конденсатор $C_{э}$, величина заряда которого определяется разностью потенциалов мишени и сигнальной пластины:

$$q = C_{э}(U_{м} - U_{сп}), \tag{3.80}$$

где q — заряд элементарного конденсатора;

$U_{сп}$ — потенциал сигнальной пластины.

Выбивая из материала мишени вторичные электроны, первичный электронный луч заряжает мишень до некоторого устойчивого равновесного потенциала $U_{р}$ (точка A кривой $\sigma_{д} = f(U_{м})$ на рис. 81).

Когда сигналы на входе потенциалоскопа отсутствуют, $U_{м} = U_{сп} = U_{р}$ и заряд элементарных конденсаторов на соответствующем участке пути пробега первичного электронного луча $q = 0$.

Появление сигнала на входе потенциалоскопа вызывает на определенном участке мишени l, соответствующем длительности сигнала, изменение потенциала от равновесного значения $U_{р}$ на величину напряжения сигнала $U_{вх}$. Первичный электронный луч, бомбардируя данный участок мишени l, восстанавливает потенциал его вновь до устойчивого равновесного потенциала $U_{р}$. В результате этого каждый элементарный конденсатор участка мишени l заряжается до величины

$$q = C_{э}[U_{р} - (U_{сп} + U_{вх})] = -C_{э}U_{вх}.$$

По окончании действия входного сигнала потенциал мишени на указанном выше участке пути пробега луча оказывается равным

$$U_{мl} = U_{р} + U_{с} = U_{р} + \frac{q}{C_{э}} = U_{р} - U_{вх}. \tag{3.81}$$

Таким образом, в течение времени, равного периоду сравнения сигналов, на поверхности мишени образуется определенный потенциальный рельеф. При этом сигналам положительной полярности соответствуют отрица-

тельно заряженные участки мишени, а сигналам отрицательной полярности — положительно заряженные участки мишени.

Время сохранения без заметного искажения записанной при помощи потенциального рельефа информации может быть довольно длительным.

Если в следующем цикле работы при пробеге первичного электронного луча по тому же участку мишени l к сигнальной пластине поступит сигнал той же величины и полярности, что и в предыдущем цикле, то потенциал мишени окажется равным равновесному и, следовательно, ток в цепи коллектора не изменится — никакого сигнала с выхода потенциалоскопа сниматься не будет. Таким образом, сигналы, отраженные от неподвижных объектов, как обладающие неизменной от периода к периоду повторения импульсов амплитудой, полностью компенсируются.

Если же в каждом цикле работы при пробеге первичного электронного луча по одному и тому же участку мишени l ко входу потенциалоскопа подводятся сигналы разной величины, то каждый раз к началу воздействия на мишень первичных электронов потенциал данного участка мишени l будет отличаться от равновесного значения на разную величину.

Действительно, если $U_{вх1}$, $U_{вх2}$, ..., $U_{вхN}$ — сигналы на входе потенциалоскопа от одной и той же цели в 1-ом, 2-ом, ..., N-ом циклах работы станции, то потенциал соответствующего им участка мишени l по окончании действия каждого из них будет равен:

$$\left.\begin{array}{l} U_{м1} = U_р - U_{вх1}; \\ U_{м2} = U_р - U_{вх2}; \\ \dots\dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots\dots \\ U_{мN} = U_р - U_{вхN}. \end{array}\right\} \qquad (3.82)$$

Однако при любых сигналах на входе потенциалоскопа все точки мишени, лежащие на пути пробега первичного электронного луча, в каждом цикле работы приводятся к устойчивому равновесному потенциалу $U_р$. Поэтому при изменяющихся по амплитуде сигналах в каждом цикле работы происходит перезаряд элементар-

ных конденсаторов участка l мишени током вторичной электронной эмиссии на следующие величины:

$$\left.\begin{aligned} \Delta U_1 &= U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}; \\ \Delta U_2 &= U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}3}; \\ &\dots\dots\dots\dots \\ &\dots\dots\dots\dots \\ \Delta U_{N-1} &= U_{\text{вх}N-1} - U_{\text{вх}N}. \end{aligned}\right\} \quad (3.83)$$

Изменения тока коллектора пропорциональны разностям потенциалов (3.83). Поэтому величины выходных сигналов потенциалоскопа также пропорциональны этим разностям:

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{вых}1} &= k\,(U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}); \\ U_{\text{вых}2} &= k\,(U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}3}); \\ &\dots\dots\dots\dots \\ &\dots\dots\dots\dots \\ U_{\text{вых}N-1} &= k(U_{\text{вх}N-1} - U_{\text{вх}N}). \end{aligned}\right\} \quad (3.84)$$

Особенность вычитающих потенциалоскопов — совмещение режима записи сигналов с режимом считывания их. В каждом цикле работы одновременно со считыванием разностных сигналов происходит обновление потенциального рельефа мишени.

Нетрудно убедиться, что потенциалоскоп не изменяет полярности подведенных к нему сигналов. Допустим, что в некотором N-ом цикле работы на сигнальную пластину потенциалоскопа был подан сигнал $U_{\text{вх}N} > 0$. В этом случае потенциал мишени на участке l пути пробега первичного электронного луча, соответствующем длительности входного сигнала, превышает величину устойчивого равновесного потенциала ($U_{\text{м}N} > U_{\text{р}}$). Очевидно, что для приведения потенциала данного участка мишени к равновесному значению необходимо «накопить» на нем определенное количество электронов, т. е. действующий коэффициент вторичной электронной эмиссии на участке мишени l должен быть меньше единицы, в результате чего по окончании действия сигнала на входе потенциалоскопа этот участок мишени окажется заря-

женным отрицательно. Сигнал «запоминается» с противоположной полярностью.

Если в следующем $(N+1)$-ом цикле работы сигнала от того же отражающего объекта нет, т. е. $U_{вх N+1} = 0$, то к началу воздействия первичного электронного луча потенциал участка мишени l будет ниже равновесного ($U_{м N+1} < U_р$). Следовательно, для приведения его к равновесному значению потребуется создать недостаток определенного количества электронов, т. е. действующий коэффициент вторичной электронной эмиссии на участке мишени l в этом цикле должен быть больше единицы. Это означает, что ток коллектора при пробеге первичного электронного луча по участку мишени l увеличится и с сопротивления R выходной цепи потенциалоскопа будет снят сигнал положительной полярности, т. е. воспроизведенный сигнал $U_{вых N+1}$ будет иметь ту же полярность, что и соответствующий ему входной сигнал $U_{вх N}$.

Теперь допустим, что в N-ом цикле работы на вход потенциалоскопа поступил сигнал $U_{вх N} > 0$; а в следующем $(N+1)$-ом цикле при прохождении первичного луча по тому же участку мишени l сигнал $U_{вх N+1} > U_{вх N}$. В результате этого к началу воздействия первичного луча в $(N+1)$-ом цикле данный участок мишени l будет иметь потенциал выше равновесного и для приведения его к равновесному значению необходимо «накопить» на нем некоторое количество электронов, т. е. должно быть $\sigma_д < 1$. Это означает, что при пробеге первичного электронного луча по упомянутому выше участку мишени l ток коллектора уменьшится и с сопротивления R выходной цепи потенциалоскопа будет снят сигнал отрицательной полярности.

Аналогичным образом можно убедиться, что в случае $U_{вх N+1} < U_{вх N}$ выходной сигнал потенциалоскопа имеет положительную полярность.

Таким образом, вычитающий потенциалоскоп выдает сигналы, представляющие собой разность между предыдущим и последующим сигналами:

$$U_{вых N} = U_{вых N} - U_{вых N+1}.$$

Вычитающий потенциалоскоп — универсальное устройство, позволяющее осуществить одновременно и задержку и компенсацию сигналов.

Требования, предъявляемые к компенсирующим устройствам на потенциалоскопах. Основные требования, предъявляемые к компенсирующим устройствам на потенциалоскопах, следующие:

— достаточно большое число элементов мишени;

— широкая полоса пропускания;

— большой рабочий динамический диапазон;

— высокое качество подавления сигналов от неподвижных объектов.

Необходимое число элементов мишени определяется тактико-техническими данными радиолокационной станции, в частности, при череспериодном вычитании сигналов — максимальной дальностью действия станции (d_{max}) и разрешающей способностью по дальности (δd).

Число элементов мишени ($N_э$) должно быть таким, чтобы сигналу каждой цели соответствовал участок мишени не менее, чем в одну зарядную ячейку:

$$N_э > \frac{d_{max}}{\delta d} = \frac{d_{max}}{\frac{c}{2}\left(\tau_и + \frac{d_п}{V_р}\right)}, \tag{3.85}$$

где $d_п$ — диаметр поперечного сечения первичного электронного луча на поверхности мишени;

$V_р$ — скорость развертки (перемещения первичного луча по поверхности мишени).

Число элементов мишени потенциалоскопа зависит от материала мишени и площади ее поверхности. В одном из образцов отечественных потенциалоскопов при диаметре трубки 170 *мм* число элементов мишени составляет несколько тысяч.

Из выражения (3.85) видно, что необходимое число элементов мишени во многом зависит от качества фокусировки первичного электронного луча.

Полоса пропускания потенциалоскопа должна обеспечивать неискаженную передачу полезных сигналов, чтобы не ухудшать тактико-технические возможности системы индикации или устройства сопровождения целей.

Полоса пропускания современных потенциалоскопов ограничивается сравнительно большими величинами емкостей его входной и выходной цепей.

Динамический диапазон потенциалоскопа должен быть таким, чтобы обеспечивалась линейная зависимость

его выходных сигналов от разности каждых двух следующих один за другим входных сигналов любой возможной для данного радиолокационного приемника амплитуды.

Рабочий динамический диапазон потенциалоскопа соответствует линейному участку спадающей ветви зависимости $\sigma_д = f(U_м)$. Рабочий динамический диапазон современных потенциалоскопов невелик по сравнению с динамическим диапазоном устройств компенсации с ультразвуковыми линиями задержки.

Качество компенсации сигналов зависит от того, насколько точно выдерживается скорость перемещения первичного электронного луча по поверхности мишени и как точно при этом повторяет луч свой путь в каждом цикле работы.

Стабильность скорости перемещения первичного электронного луча должна быть такой, чтобы нескомпенсированный остаток сигнала от неподвижного объекта, находящегося на любой дальности, не превышал расчетной степени компенсации:

$$\left| \frac{\Delta V_р}{V_р} \right| \leqslant \frac{\Delta T_{доп} c}{2d_{н.о.}}, \qquad (3.86)$$

где $\Delta T_{доп}$ — допустимое несовпадение во времени компенсируемых сигналов, при котором остаток не превышает расчетной степени компенсации (см. табл. 3).

Для более полного использования поверхности мишени применяется либо растровая, либо спиральная развертка. С точки зрения стабильности пути перемещения первичного электронного луча по поверхности мишени последний тип развертки предпочтительней.

Стабильность пути перемещения луча по поверхности мишени во многом зависит от постоянства напряжений, питающих отклоняющую систему. Допустимая нестабильность этих напряжений исчисляется десятыми долями процента, что, естественно, усложняет компенсирующее устройство в целом.

Компенсирующие устройства на потенциалоскопах имеют ряд преимуществ по сравнению с устройствами компенсации на ультразвуковых линиях задержки и, прежде всего, такие, как:

— компактность конструкции, как результат совме-

щения в потенциалоскопе функции задержки сигналов с функцией их сравнения;

— отсутствие необходимости уравнивания времени задержки сигналов с периодом повторения пусковых импульсов передатчика.

В компенсирующих устройствах на потенциалоскопах нестабильность частоты повторения импульсов не влияет на качество работы системы селекции движущихся целей, так как длительность задержки сигналов автоматически изменяется в соответствии с изменением периода повторения импульсов. Более того, использование потенциалоскопа в компенсирующем устройстве позволяет свободно применять в качестве меры борьбы со «слепыми» скоростями целей переменную частоту повторения импульсов.

Глава IV

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

1. Чувствительность приемника когерентно-импульсной радиолокационной станции

Известно, что одним из основных качественных показателей любой радиолокационной станции является чувствительность ее приемного тракта. Приемный тракт когерентно-импульсного радиолокатора в отличие от обычного радиолокационного приемника, одинаково чувствительного к сигналам как от подвижных, так и от неподвижных объектов, должен обеспечивать прохождение сигналов только от движущихся целей.

Предельные чувствительности приемников когерентно-импульсной и соответствующей обычной импульсной радиолокационных станций практически одинаковы, так как линейные части обоих приемников принципиально не отличаются одна от другой. Разница состоит лишь в числе каскадов УПЧ, что объясняется различным характером требований к усилению сигналов в тракте промежуточной частоты. Усиление УПЧ обычного радиолокационного приемника выбирается таким, чтобы при пороговой мощности сигналов на входе приемника напряжение сигналов на выходе УПЧ было достаточным для линейного детектирования (1—2 *в*). Усиление же УПЧ приемника когерентно-импульсной станции должно быть несколько бо́льшим (несколько вольт), что вызывается необходимостью «сжатия» амплитудных флуктуа-

ций сигналов в тракте промежуточной частоты (см. ниже).

Наличие в нелинейной части приемника когерентно-импульсной станции элементов, обеспечивающих компенсацию мешающих отражений, делает ее принципиально отличной от нелинейной части обычного радиолокационного приемника.

Фазовый детектор

Один из основных элементов нелинейной части приемника когерентно-импульсной радиолокационной станции — фазовый детектор.

Рассмотрим влияние фазового детектора на качественные показатели приемного тракта когерентно-импульсной системы с череспериодным вычитанием сигналов.

В случае использования простой схемы фазового детектора (рис. 83) при $U_{m\text{кг}} > U_{mc}$ (что, как правило,

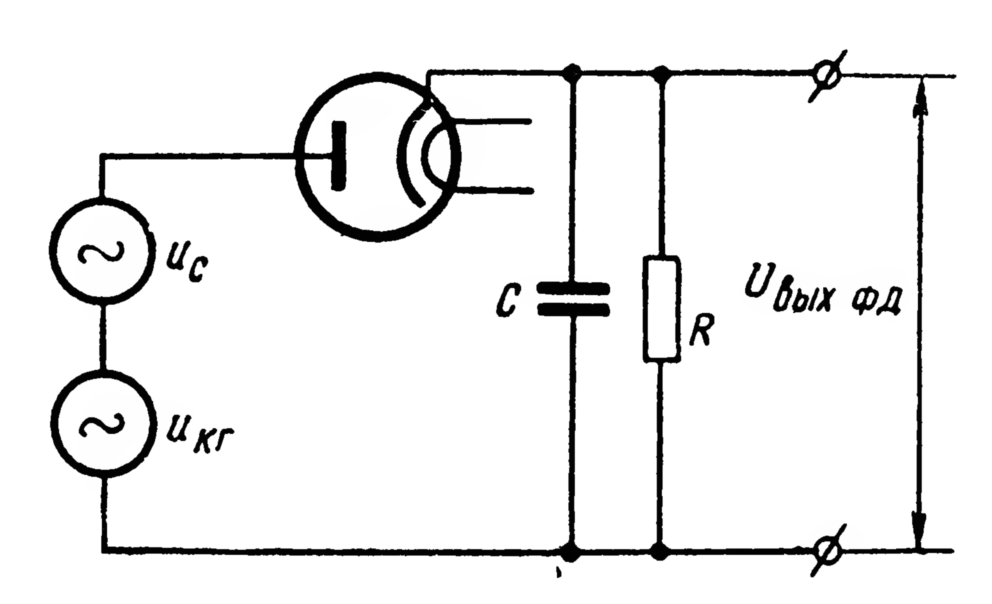


Рис. 83. Схема фазового детектора

всегда имеет место в современных когерентно-импульсных системах) сигналы от движущейся цели на выходе компенсирующего устройства с череспериодным вычитанием сигналов с достаточной степенью точности могут быть представлены выражением

$$u_{\text{дц}} = -2 \frac{k_1 U_{mc} U_{m\text{кг}}}{\sqrt{U_{mc}^2 + U_{m\text{кг}}^2}} \sin\left(\mp \pi \frac{F_{\text{д}}}{F_{\text{п}}}\right) \times$$

$$\times \sin\left[\varphi_{\text{р}} \pm 2\pi F_{\text{д}}\left(t + \frac{2N-1}{2} T_{\text{п}}\right)\right]$$

или после выпрямления

$$|u_{\text{дц}}| = 2k_2 \frac{U_{mc} U_{m\text{кг}}}{\sqrt{U_{mc}^2 + U_{m\text{кг}}^2}} \times$$

$$\times \left| \sin\left(\pi \frac{F_{\text{д}}}{F_{\text{п}}}\right) \cdot \sin\left[\varphi_{\text{р}} \pm 2\pi F_{\text{д}}\left(t + \frac{2N-1}{2} T_{\text{п}}\right)\right] \right|,$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности.

«Пачка» отраженных от движущейся цели сигналов оказывается, как это было показано ранее, промодулированной частотой, зависящей от величины частотной поправки Допплера. При этом глубина модуляции мо-

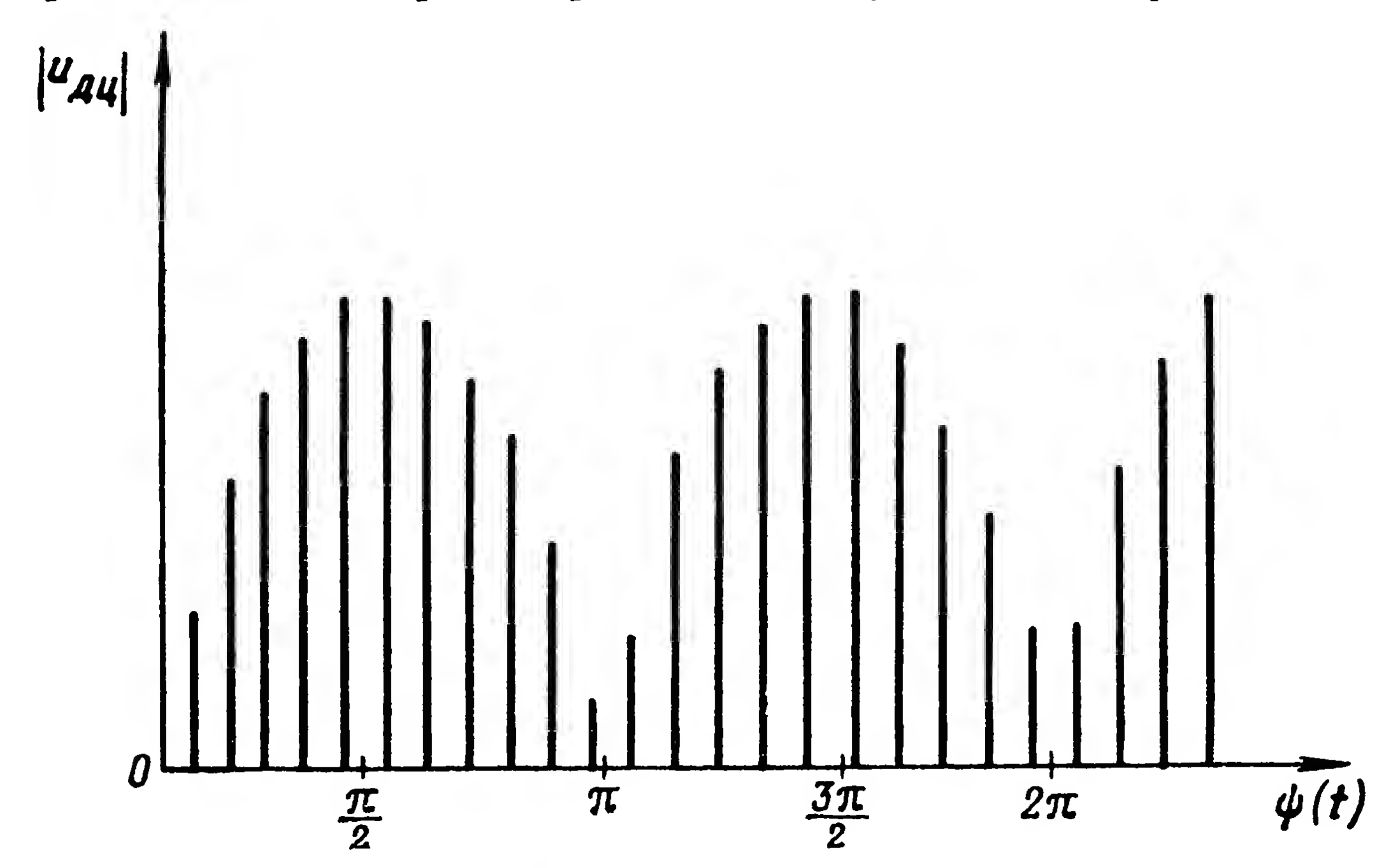


Рис. 84. Модулированная «пачка» сигналов от движущейся цели

жет достигать 100% (рис. 84), что приводит к потере части сигналов «пачки».

Амплитудная модуляция «пачки» сигналов на выходе компенсирующего устройства является результатом зависимости чувствительности фазового детектора от разности фаз сравниваемых в нем напряжений сигнала и когерентного гетеродина.

Чувствительность фазового детектора определяется как отношение

$$\left| \frac{dU_{\text{вых.фд}}}{d\psi} \right| = K_{\text{д}} \frac{U_{mc} U_{m\text{кг}}}{\sqrt{U_{mc}^2 + U_{m\text{кг}}^2}} \left| \sin \psi(t) \right|. \qquad (4.1)$$

Зависимость чувствительности фазового детектора от фазового сдвига сравниваемых в нем напряжений показана на рис. 85.

При разностях фаз, кратных π, что соответствует нахождению сигнала в фазе или противофазе с когерентным напряжением, чувствительность фазового детектора равна нулю. Такие фазы получили название «слепых».

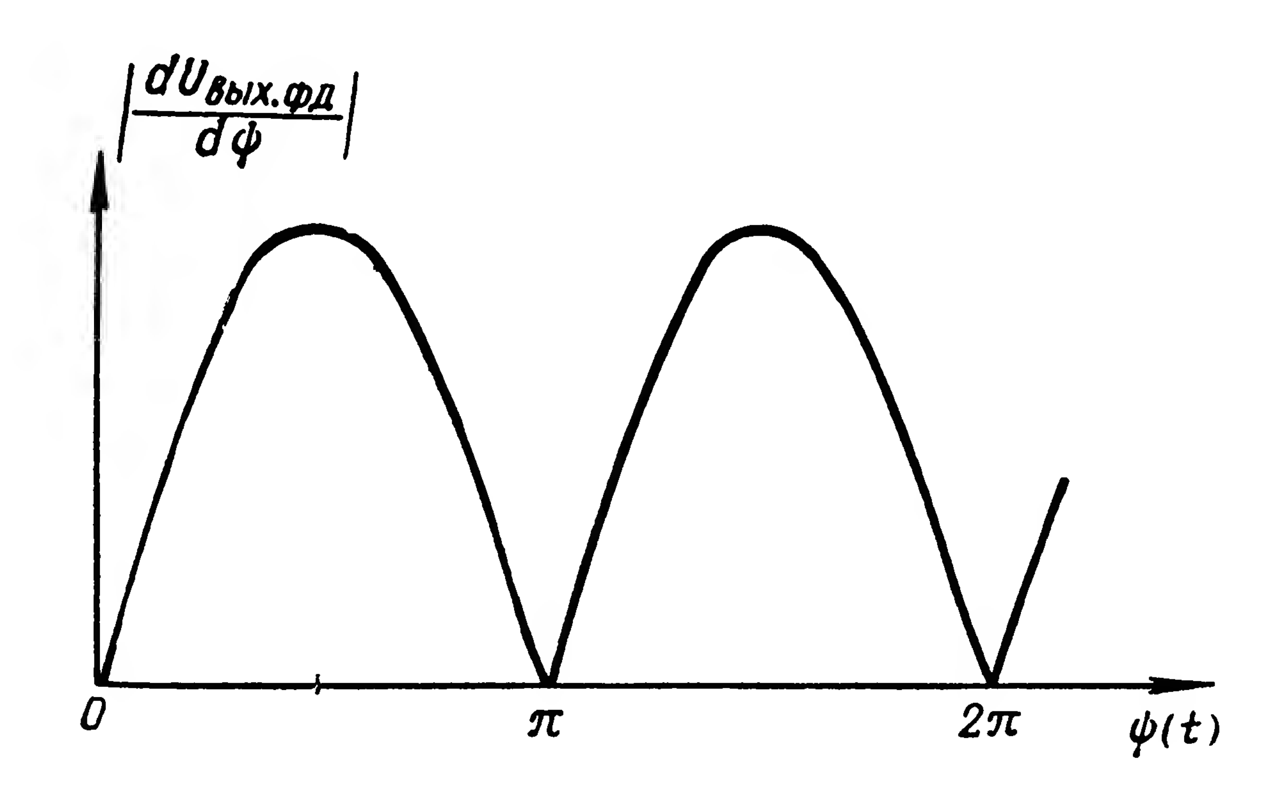


Рис. 85. Зависимость чувствительности фазового детектора от фазового сдвига сравниваемых в нем напряжений

Наличие «слепых» фаз приводит не только к потере части сигналов в «пачке», но и к резкому (в определенных условиях) снижению чувствительности к сигналам, отраженным от движущейся цели.

Рассмотрим работу фазового детектора в присутствии мешающих отражений от неподвижных объектов при условии, что в тракте промежуточной частоты приемника осуществляется амплитудное ограничение. При одновременном приеме сигналов от движущегося ($\bar{u}_с$) и неподвижного ($\bar{u}_н$) объектов влияние отражений от последнего из них сказывается прежде всего на уменьшении фазовых флуктуаций результирующего сигнала. Действительно, если нет отражений от неподвижного объекта, то фазовая флуктуация сигнала от движущейся цели составляет 2π, тогда как при наличии мешающих отражений фазовая флуктуация суммарного вектора $\bar{u}_с + \bar{u}_н$ становится равной углу Θ (рис. 86).

Величина угла фазовых флуктуаций суммарного вектора $\bar{u}_с + \bar{u}_н$ зависит от соотношения амплитуд полезного сигнала и мешающего отражения:

$$\Theta = 2 \arcsin \frac{U_{mс}}{U_{mн}} . \qquad (4.2)$$

Уменьшение фазовых флуктуаций суммарного сигнала приемника вызывает в свою очередь уменьшение амплитудных изменений результирующего сигнала на входе фазового детектора ($\bar{u}_р = \bar{u}_с + \bar{u}_н + \bar{u}_{кг}$). Если отраженный от неподвижного объекта сигнал находится в фазе (рис. 86, *а*) или противофазе (рис. 86, *б*) с когерентным напряжением, амплитудные изменения результирующего сигнала ($\Delta\bar{u}_с$) минимальны (сравнить с рис. 86, *в*). При достаточно большой интенсивности мешающего отражения они могут оказаться настолько незначительными, что когерентно-импульсная система практически окажется нечувствительной к сигналам, отраженным от движущейся цели.

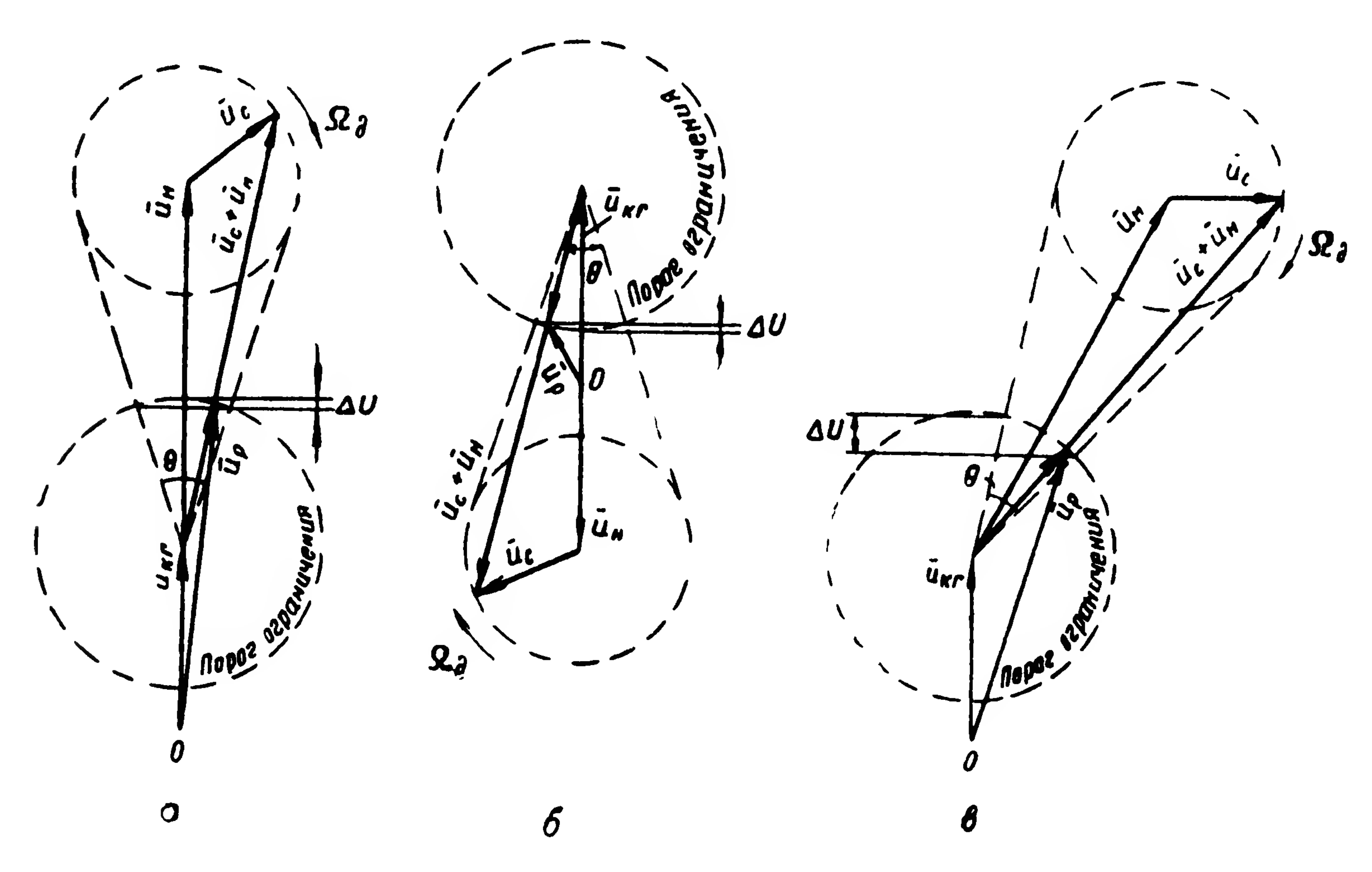


Рис. 86. Амплитудные изменения результирующего сигнала:

а — напряжение отраженного от объекта сигнала и когерентное напряжение в фазе; *б* — напряжение отраженного от объекта сигнала и когерентное напряжение в противофазе; *в* — напряжение отраженного от объекта сигнала и когерентное напряжение сдвинуты по фазе на угол больше О, но меньше П

Одна из мер борьбы со «слепыми» фазами — обеспечение равенства амплитуды когерентного напряжения на входе фазового детектора уровню ограничения сигналов в тракте промежуточной частоты. В этом случае чувствительность фазового детектора равна

$$\frac{dU_{\text{вых.фд}}}{d\psi} = 2K_{\text{д}}U_{mc}\left|\sin\frac{\psi(t)}{2}\right|. \qquad (4.3)$$

Графически зависимость (4.3) показана на рис. 87. Нетрудно убедиться, что при $U_{mc} = U_{mкг}$ число «слепых» фаз фазового детектора сокращается вдвое.

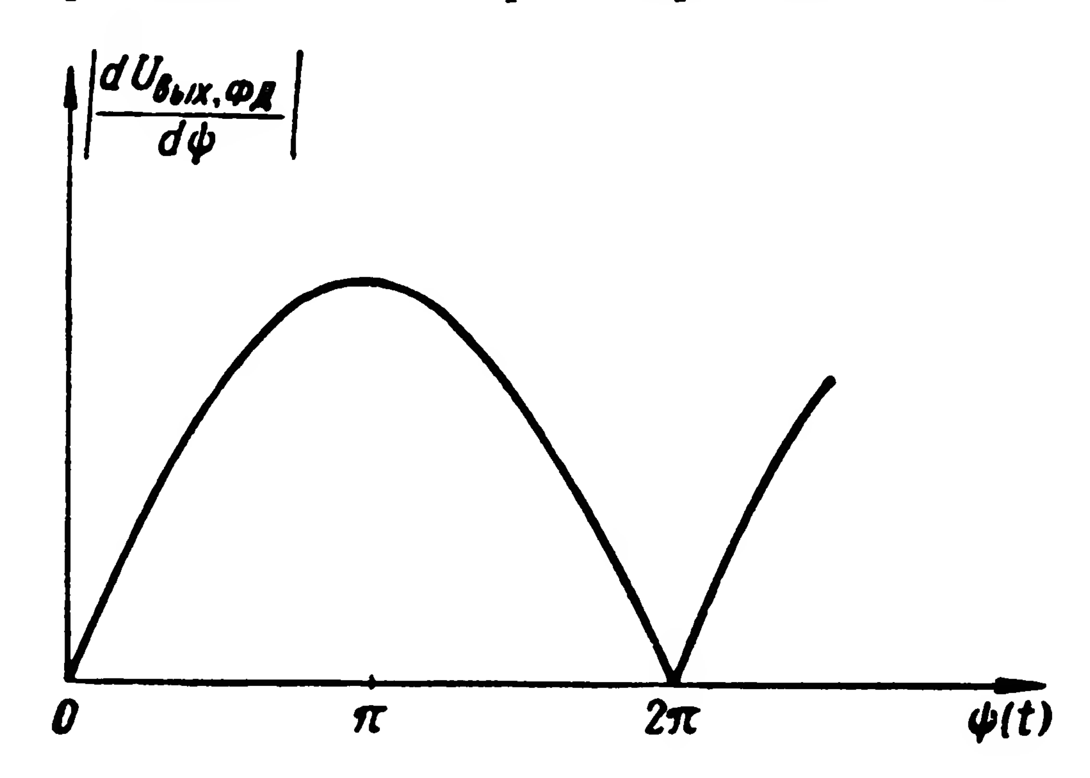


Рис. 87. Зависимость выходного напряжения фазового детектора от ψ (t) при равенстве амплитуд сигнала и когерентного напряжения

Другой мерой борьбы со «слепыми» фазами является применение балансного фазового детектора, в каждом плече которого амплитуда когерентного напряжения равна уровню ограничения сигналов.

Один из вариантов балансного фазового детектора представлен на рис. 88, а векторные диаграммы, поясняющие его работу, показаны на рис. 89, *а*.

Каждое плечо балансного фазового детектора представляет собой простой фазовый детектор. Когерентное напряжение подается в плечи детектора синфазно, а сигналы поступают в противофазе (может быть и наоборот).

Если сигналов на входе балансного фазового детектора нет и в обоих плечах действует только когерентное

напряжение, то выходное напряжение детектора будет равно нулю. При положительных полуволнах когерентного напряжения диоды $Л_1$ и $Л_2$ становятся проводя-

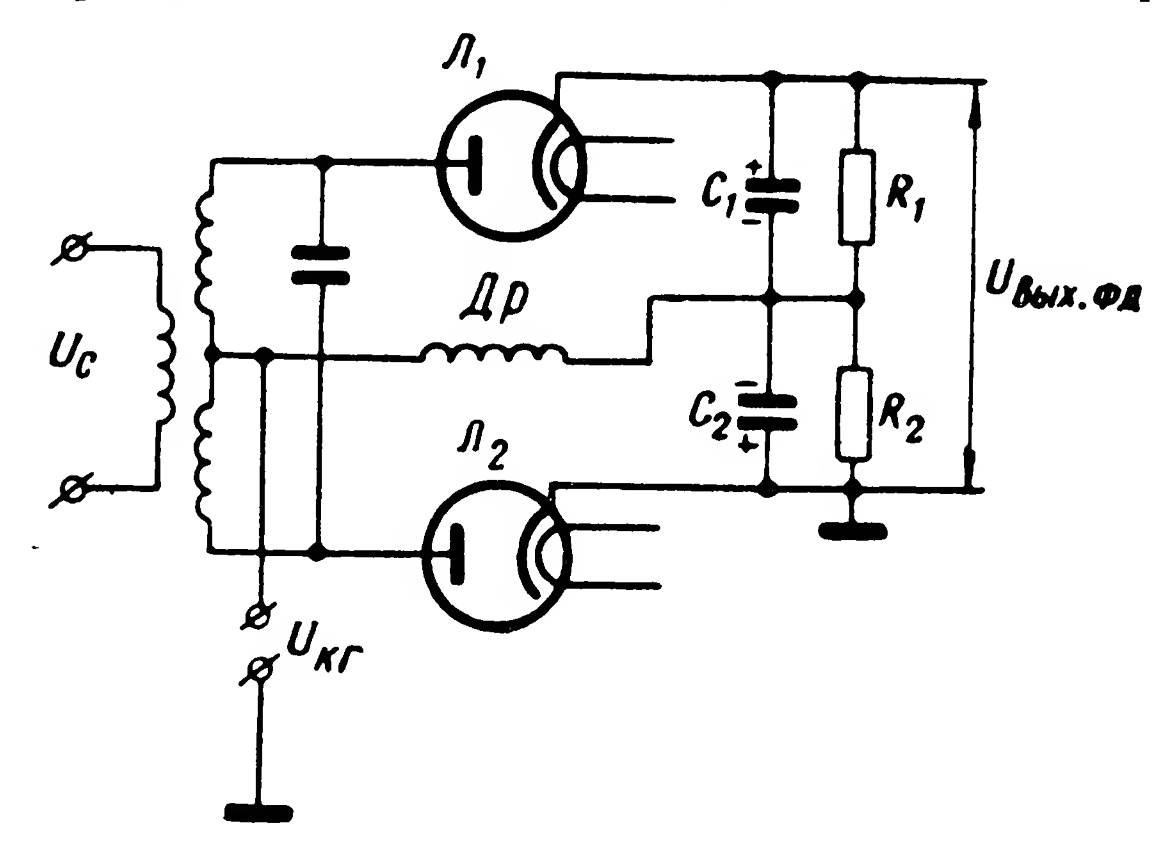


Рис. 88. Схема балансного фазового детектора

щими и конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются до одинакового потенциала. Но так как конденсаторы C_1 и C_2 в заряженном состоянии оказываются включенными встречно,

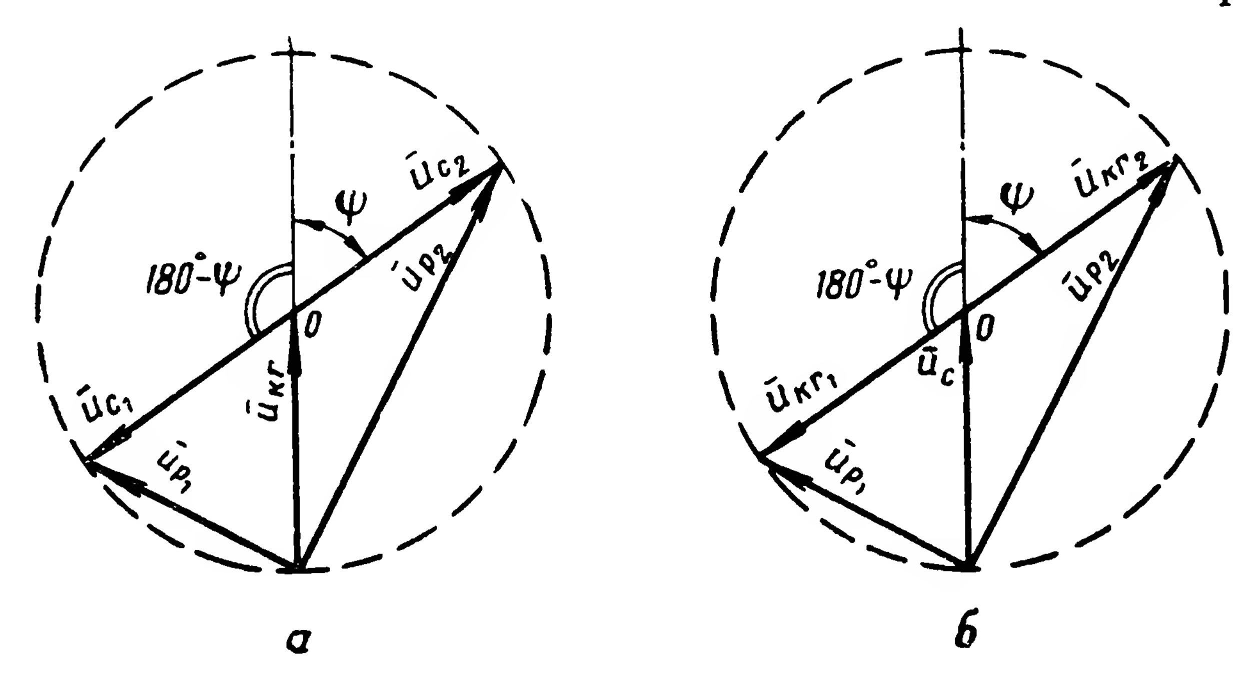


Рис. 89. Векторные диаграммы, поясняющие работу балансного фазового детектора:

а — при согласном включении диодов; *б* — при встречном включении диодов

то выходное напряжение балансного фазового детектора равно нулю. При отрицательных полуволнах когерентного напряжения начинается медленный разряд конденсаторов C_1 и C_2 (каждого через свое сопротивление на-

грузки R_1 или R_2). Так как постоянная времени разрядной цепи каждого конденсатора во много раз больше периода напряжения промежуточной частоты, то конденсаторы C_1 и C_2 практически не разряжаются за время, когда диоды $Л_1$ и $Л_2$ заперты.

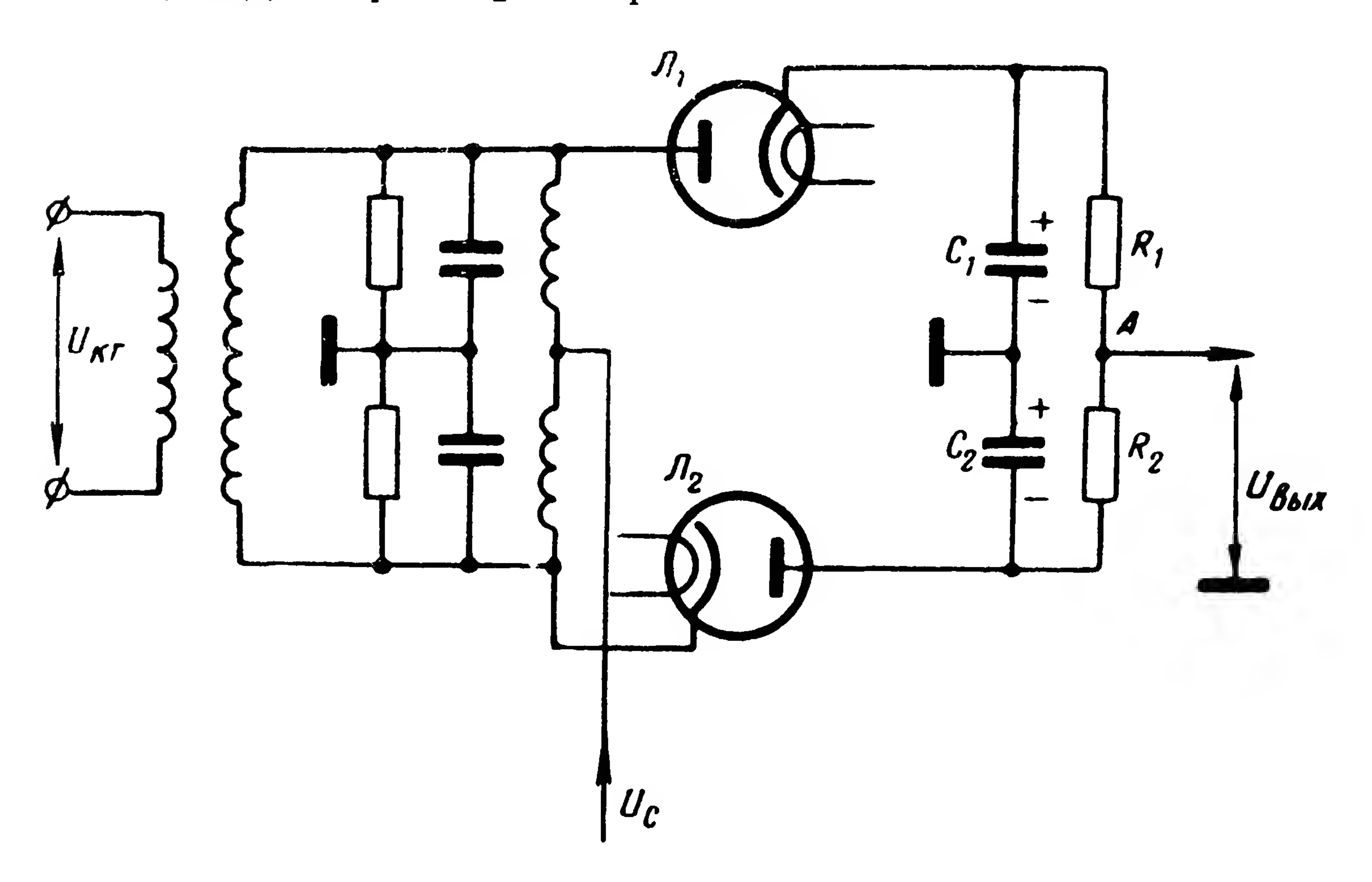


Рис. 90. Схема балансного фазового детектора со встречным включением диодов

При наличии сигналов баланс напряжений в фазовом детекторе нарушается, так как сигналы в плечи подаются в противофазе. Действительно, если в одном плече балансного фазового детектора действует результирующее напряжение $\overline{u}_{p1} = \overline{u}_{кг} + \overline{u}_{c1}$, то результирующим напряжением в другом плече будет $\overline{u}_{p2} = \overline{u}_{кг} - \overline{u}_{c2}$. Конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются до напряжений разной величины и в зависимости от соотношения этих напряжений с выхода балансного фазового детектора снимаются сигналы положительной или отрицательной полярности.

На рис. 90 приведен другой вариант балансного фазового детектора, плечи которого также представляют собой простые фазовые детекторы, но со встречным включением диодов $Л_1$ и $Л_2$. Векторная диаграмма, изображенная на рис. 89, *б*, поясняет работу этого варианта балансного фазового детектора. Сигналы подаются в

плечи детектора синфазно, а когерентное напряжение — в противофазе.

Когда сигналы на фазовый детектор не поступают и в плечи его подано только когерентное напряжение, конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются через соответствующие им диоды $Л_1$ и $Л_2$ (полярность зарядов конденсаторов C_1 и C_2 показана на рис. 90). Так как конденсаторы C_1 и C_2 соединены параллельно относительно нагрузки, то потенциал точки A (рис. 90) относительно земли $U_{вых} = U_{C1} - U_{C2}$, где U_{C1} и U_{C2} напряжения, до которых заряжаются соответственно конденсаторы C_1 и C_2.

Когда диоды $Л_1$ и $Л_2$ заперты, начинается медленный разряд конденсаторов C_1 и C_2 (каждого через свое сопротивление нагрузки детектора R_1 или R_2 и входное сопротивление следующего каскада). Постоянная времени разряда каждого конденсатора во многом больше периода напряжения промежуточной частоты. Поэтому за время, в течение которого диоды $Л_1$ и $Л_2$ заперты, конденсаторы C_1 и C_2 практически не разряжаются. Через входное сопротивление следующего каскада токи разряда конденсаторов C_1 и C_2 протекают навстречу друг другу. Зарядные и разрядные цепи конденсаторов C_1 и C_2 одинаковые. Поэтому при отсутствии сигналов на входе балансного фазового детектора выходное напряжение его равно нулю.

При появлении сигналов баланс нарушается и с выхода балансного фазового детектора снимаются видеосигналы определенной полярности.

Если чувствительность одной половины балансного фазового детектора (рис. 91, *а*) определяется выражением (4.3), то чувствительность другой его половины (рис. 91, *б*) равна

$$\left|\frac{dU_{вых.\,II}}{d\psi}\right| = 2K_{д}U_{mc}\left|\cos\frac{\psi(t)}{2}\right|. \qquad (4.4)$$

Чувствительность же балансного фазового детектора в целом (рис. 91, *в*)

$$\left|\frac{dU_{вых.б.фд}}{d\psi}\right| = 2K_{д}U_{mc}\left(\left|\sin\frac{\psi(t)}{2}\right| + \left|\cos\frac{\psi(t)}{2}\right|\right). \qquad (4.5)$$

Таким образом, балансный фазовый детектор позволяет полностью освободиться от «слепых» фаз.

Недостатком описанных выше способов борьбы со «слепыми» фазами является необходимость постоянного поддержания равенства амплитуды когерентного напряжения уровню ограничения сигналов.

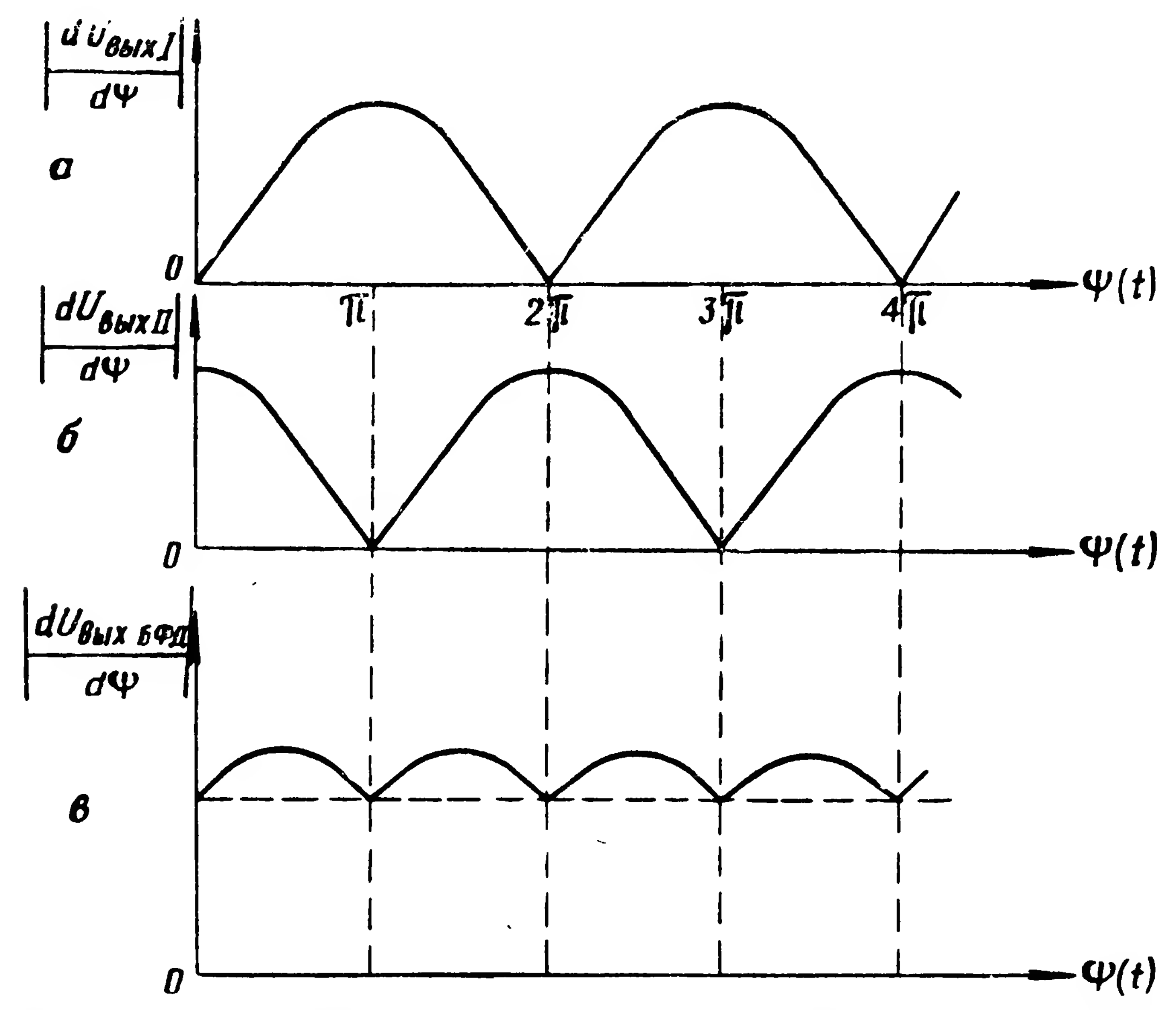


Рис. 91. Зависимость чувствительности балансного фазового детектора от ψ (t):

а — для одной половины детектора; *б* — для другой половины детектора; *в* — для детектора в целом

Указанное равенство нарушается в следующих случаях:

— при приеме слабых сигналов, амплитуда которых после усиления в каскадах УПЧ не достигает уровня ограничения;

— при изменении усиления в каналах сигнала и когерентного напряжения вследствие влияния дестабилизирующих факторов.

Поэтому более эффективное средство борьбы со «слепыми» фазами — использование двух параллельных каналов компенсации (рис. 92), на фазовые детекторы которых сигнал подается синфазно, а когерентное напряжение со сдвигом по фазе на 90° (или наоборот). Такие каналы называются квадратурными.

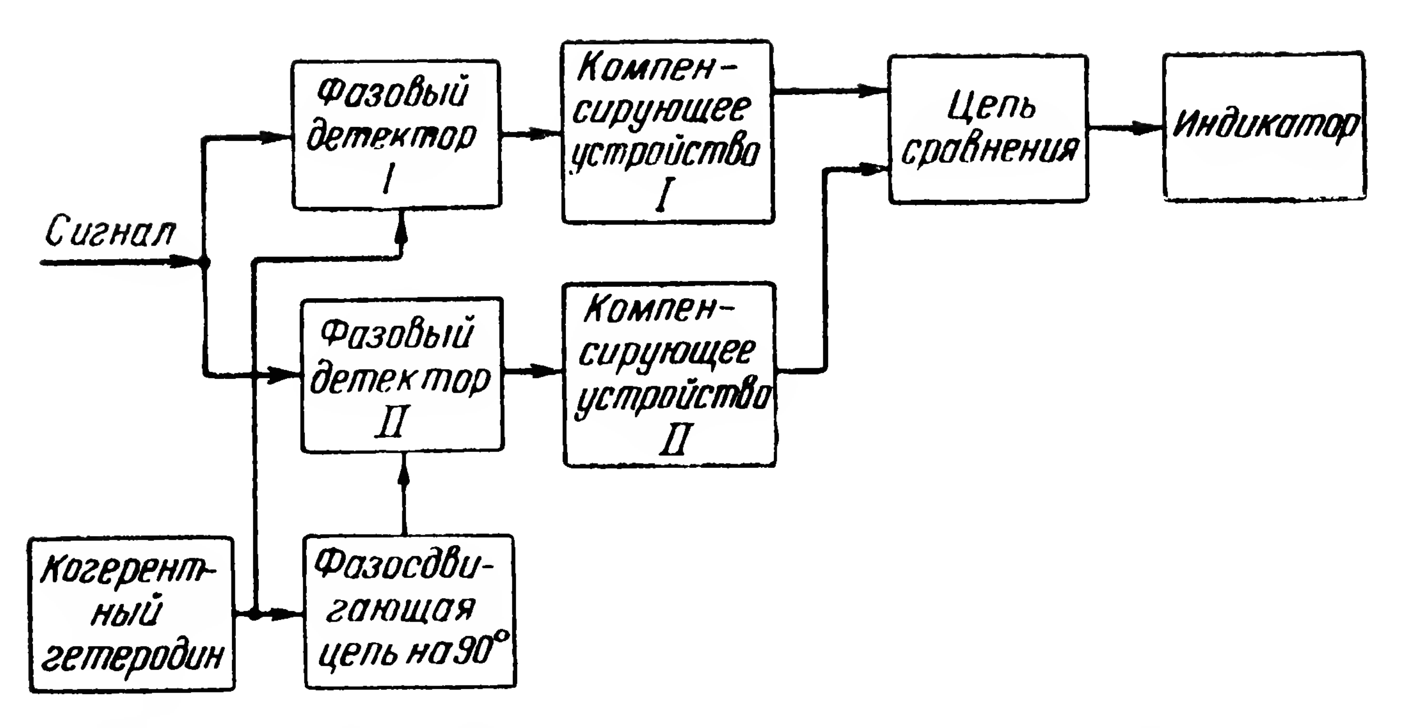


Рис. 92. Схема компенсации с квадратурными каналами

Векторные диаграммы, поясняющие работу квадратурных каналов при наличии интенсивных отражений от неподвижных объектов, приведены на рис. 93.

При одновременном приеме сигналов от движущейся цели и неподвижного объекта, как указывалось ранее,

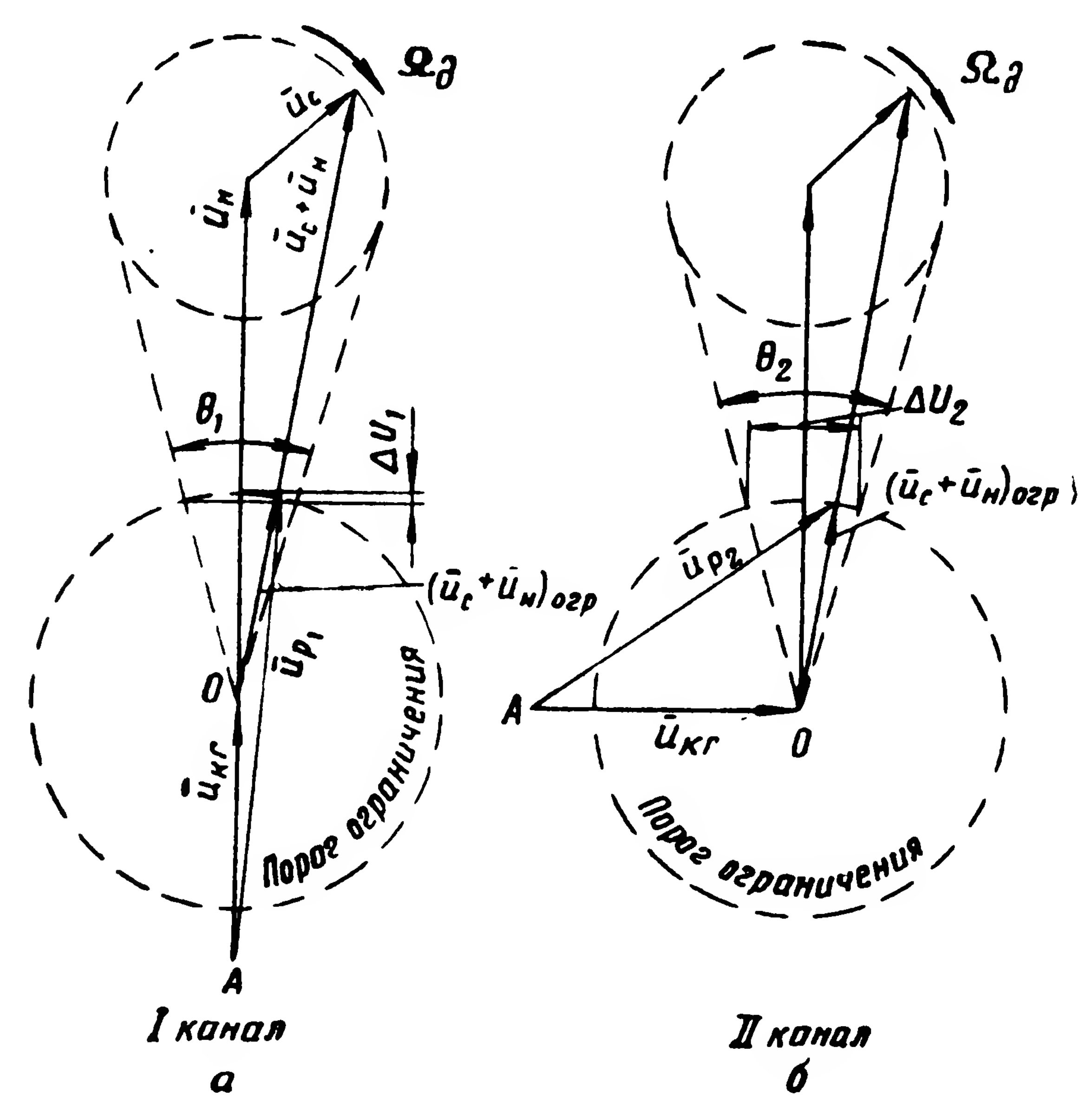


Рис. 93. Векторные диаграммы, поясняющие работу квадратурных каналов при наличии интенсивных отражений от неподвижных объектов:
а — для первого канала; *б* — для второго канала

происходит «сжатие» фазовых флуктуаций сигнала относительно вектора когерентного напряжения, в результате чего уменьшаются пределы амплитудных изменений результирующего сигнала на входе фазового детектора, а следовательно, уменьшается амплитудная модуляция выходных сигналов фазового детектора.

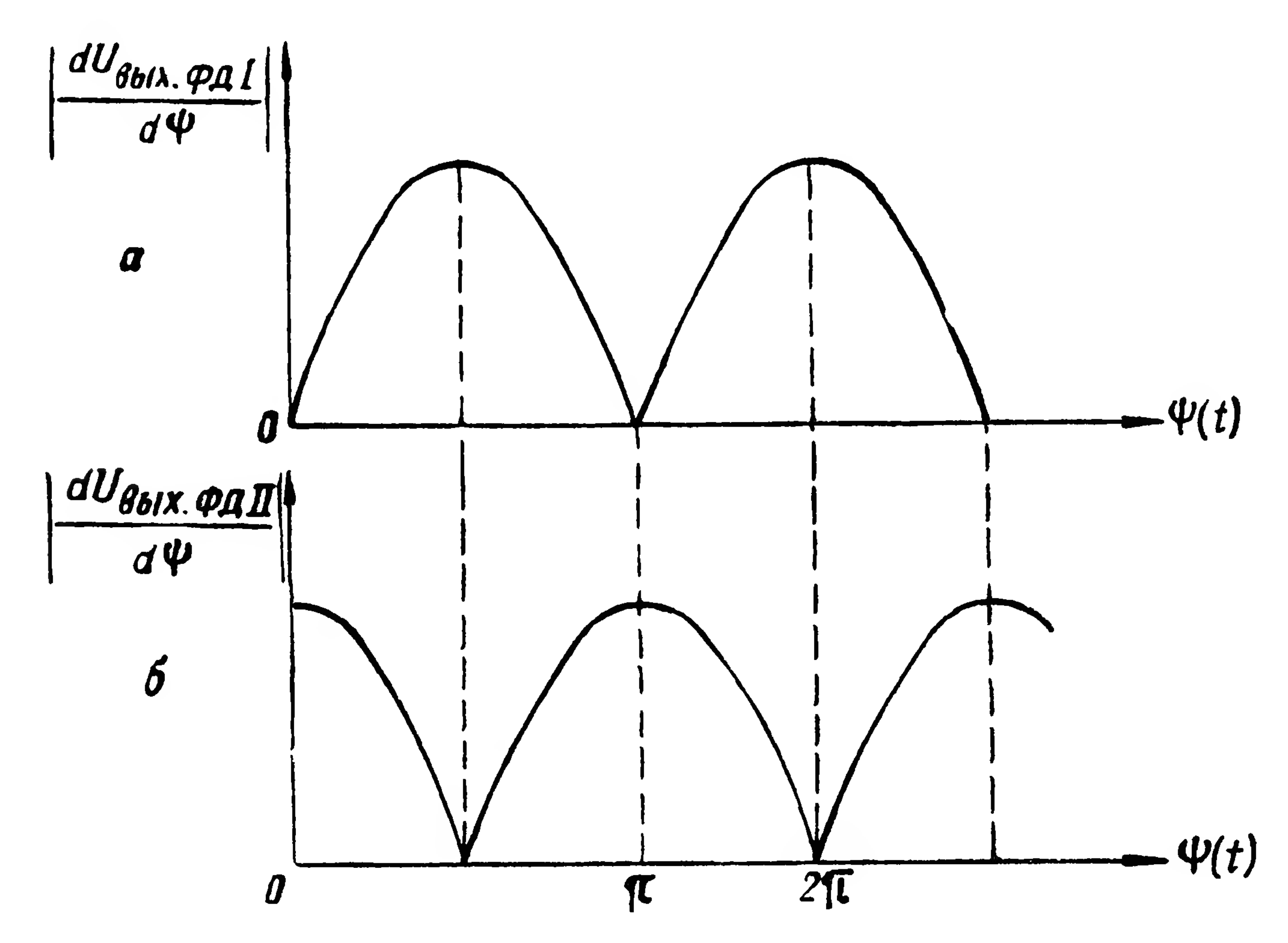


Рис. 94. Зависимость чувствительности фазовых детекторов квадратурных каналов от ψ (t):

а — для первого канала; *б* — для второго канала

Фазовые флуктуации сигналов в обоих квадратурных каналах «сжимаются» в результате действия мешающих отражений до одинаковой величины ($\Theta_1 = \Theta_2$ на рис. 93). Однако пределы амплитудных изменений выходных сигналов фазовых детекторов квадратурных каналов оказываются при этом различными ($\Delta U_1 \neq \Delta U_2$).

Допустим, что в первом квадратурном канале отраженный от неподвижного объекта сигнал находится в фазе с когерентным напряжением (рис. 93, *а*). Амплитудные изменения результирующего сигнала $\overline{u}_{\text{р}1} = (\overline{u}_{\text{с}} + \overline{u}_{\text{н}})_{\text{огр}} + \overline{u}_{\text{кг}}$, где $(\overline{u}_{\text{с}} + \overline{u}_{\text{н}})_{\text{огр}}$ — вектор ограниченного суммарного сигнала $\overline{u}_{\text{с}} + \overline{u}_{\text{н}}$, будут в этом случае минимальными. В то же время во втором квадратурном канале (рис. 93, *б*) когерентное напряжение оказывается сдвинутым относительно сигнала, отраженного от неподвижного объекта, на 90°, и вследствие этого пре-

делы амплитудных изменений результирующего сигнала $\bar{u}_{p2} = (\bar{u}_c + \bar{u}_н)_{огр} + \bar{u}_{кг}$ будут значительно шире, чем в первом квадратурном канале ($\Delta U_2 > \Delta U_1$).

Если чувствительность фазового детектора первого квадратурного канала (рис. 94, *а*) описывается выражением (4.1), то чувствительность фазового детектора второго квадратурного канала (рис. 94, *б*) характеризуется выражением

$$\left| \frac{dU_{вых.фд\,II}}{d\psi} \right| = K_д \frac{U_{mc} U_{mкг}}{\sqrt{U_{mc}^2 + U_{mкг}^2}} \left| \cos\psi(t) \right|. \quad (4.6)$$

Зоны «слепых» фаз фазового детектора первого квадратурного канала соответствуют зонам максимальной чувствительности фазового детектора второго квадратурного канала.

Реальная чувствительность приемника когерентно-импульсной радиолокационной станции

Реальная чувствительность приемника характеризуется величиной полезного сигнала в антенне, при которой получается необходимое для нормального приема отношение полезного сигнала к шумам на выходе приемного тракта. Другими словами, реальная чувствительность приемника — это минимальная (пороговая) мощность полезного сигнала на входе приемника ($P_{пр\,min}$), обеспечивающая нормальную работу оконечных устройств станции.

В диапазоне сверхвысоких частот, используемом для работы радиолокационных станций, повышение чувствительности ограничивается уровнем собственных шумов приемника:

$$P_{пр\,min} = m_р P_ш,$$

где $P_{пр\,min}$ — пороговая чувствительность приемника;
$P_ш$ — мощность шумов;
$m_р$ — коэффициент различимости, показывающий минимально необходимое превышение мощности полезного сигнала на входе приемника над мощностью шумов.

Пороговая чувствительность приемника радиолокационной станции тем выше, чем меньше коэффициент различимости при прочих равных условиях.

На величину коэффициента различимости оказывают влияние многие факторы: тип и параметры приемного устройства, число принятых импульсов в «пачке», их амплитуда и частота повторения, метод индикации, тип оконечного устройства, режим работы электронно-лучевой трубки и другие.

В радиолокационных станциях с визуальной индикацией сигналов на экранах электронно-лучевых трубок коэффициент различимости $m_р = 1 \div 2$, в станциях с автоматическим сопровождением сигналов цели $m_р = 2 \div 5$.

Особенность прохождения сигналов в приемном тракте когерентно-импульсной радиолокационной станции — появление закономерной амплитудной модуляции сигналов, отраженных от движущихся целей. Эта особенность когерентно-импульсного приема сигналов обусловливает расширение понятия реальной чувствительности применительно к приемникам когерентно-импульсных радиолокационных станций.

Если полагать, что регистрирующий прибор (индикатор) является своеобразным интегратором, т. е. элементом, реагирующим на среднее значение флуктуирующего по амплитуде сигнала, то для оценки характера воздействия «пачки» выпрямленных сигналов от движущейся цели необходимо найти среднее значение этих сигналов за период обзора:

$$|\bar{u}_{дц}| = \frac{4}{\pi} K_д \frac{U_{mc} U_{mкг}}{\sqrt{U^2_{mc} + U^2_{mкг}}} \left| \sin\left(\pi \frac{F_д}{F_п}\right) \right| \quad \text{при } \Omega_д \gg \Omega_А, \qquad (4.7)$$

где $\Omega_А$ — частота вращения антенны.

Через $U_{дц\,min}$ обозначим минимальный выходной сигнал компенсирующего устройства, еще различимый на экране индикатора, а через $U_{с\,пор}$ — соответствующий ему пороговый сигнал в приемной антенне радиолокационной станции.

Подставив введенные обозначения в формулу (4.7) и учитывая, что $K_{пр} U_{с\,пор} \ll U_{mкг}$, где $K_{пр}$ — коэффициент усиления приемника до фазового детектора, найдем ма-

тематическое выражение для напряжения порогового сигнала:

$$U_{\text{с пор}} \approx \frac{\pi}{4} K U_{\text{дц}_{\min}} \left| \frac{1}{\sin\left(\pi \frac{F_{\text{д}}}{F_{\text{п}}}\right)} \right| = \text{const} \times$$

$$\times \left| \operatorname{cosec}\left(\pi \frac{F_{\text{д}}}{F_{\text{п}}}\right) \right|, \tag{4.8}$$

где $K = \frac{1}{K_{\text{д}} K_{\text{пр}}}$.

Таким образом, реальная чувствительность когерентно-импульсной радиолокационной станции является

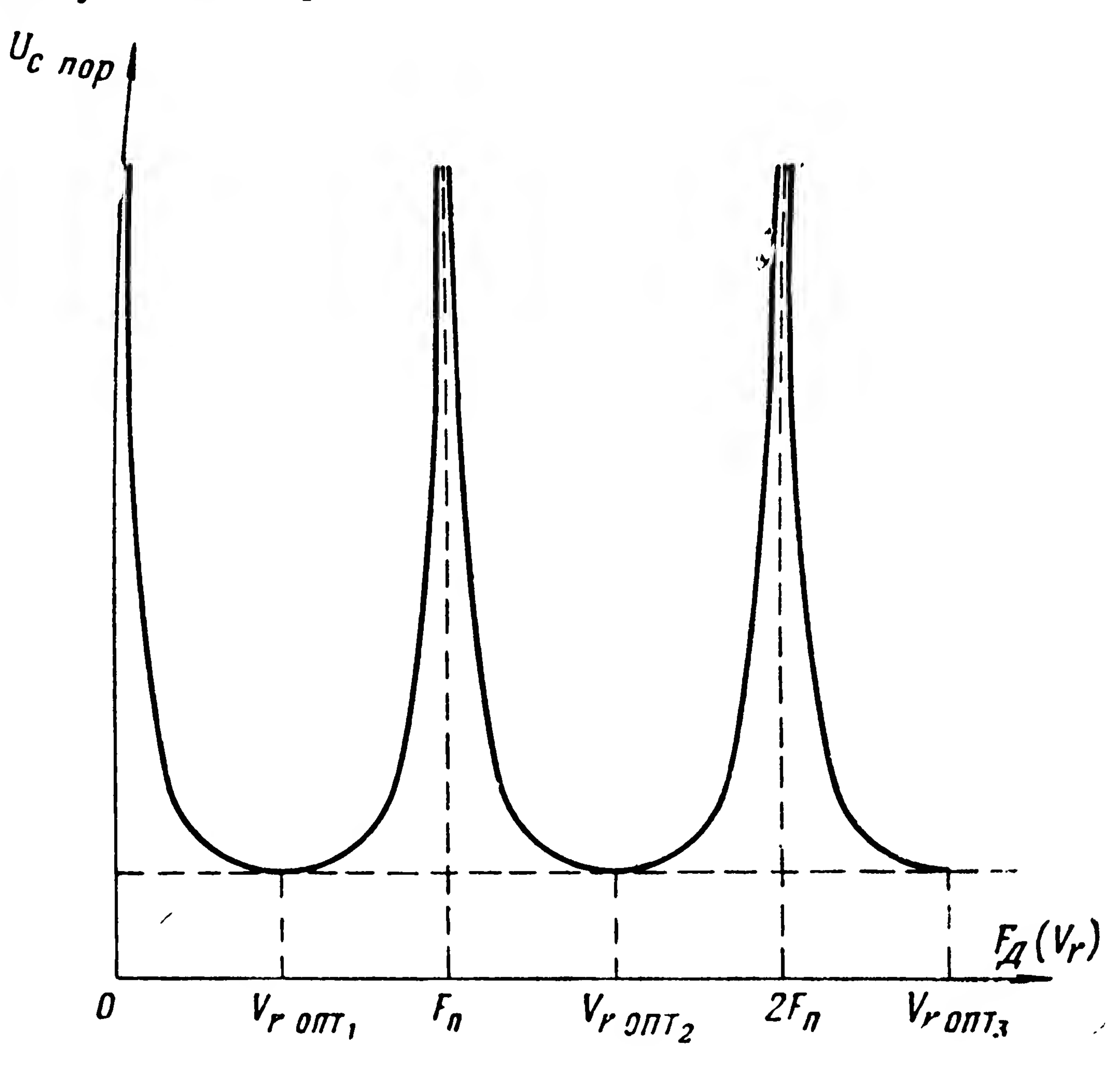


Рис. 95. Зависимость реальной чувствительности когерентно-импульсной радиолокационной станции от радиальной скорости перемещения цели

функцией радиальной скорости перемещения цели (рис. 95).

При одних скоростях целей, называемых оптимальными, чувствительность приемника когерентно-импульс-

ной станции максимальна и несколько превосходит чувствительность аналогичного приемника обычной импульсной станции.

При других скоростях целей, близких к «слепым», чувствительность приемника когерентно-импульсной станции настолько мала, что практически приемник оказывается нечувствительным к сигналам, отраженным от этих целей, даже если они достаточно интенсивны.

Приемное устройство когерентно-импульсной радиолокационной станции по сравнению с обычным радиолокационным приемником обладает следующими качественными особенностями:

— отсутствием чувствительности к сигналам, отраженным от неподвижных объектов;

— зависимостью чувствительности к сигналам, отраженным от движущихся целей, от радиальной скорости их движения.

2. Флуктуации мешающих отражений и способы устранения их влияния

При анализе работы устройств подавления мешающих отражений (см. гл. III) предполагалось, что эти отражения абсолютно неизменны от цикла к циклу работы радиолокационной станции. В действительности мешающие отражения представляют собой флуктуирующие в той или иной степени сигналы.

Амплитудная и фазовая флуктуации мешающих отражений вызывают уменьшение степени их компенсации, в результате чего ухудшается наблюдаемость сигналов, отраженных от движущихся целей.

Флуктуации мешающих сигналов возникают в результате влияния следующих факторов (внешних и внутренних):

— природы мешающих отражений;

— принципа обзора пространства;

— нестабильности параметров радиолокационной станции.

Природа мешающих отражений

Основные источники мешающих отражений — пассивные помехи, местные предметы, поверхность моря, облака и осадки — были рассмотрены в гл. I. В той же главе

проведен анализ характера флуктуаций мешающих сигналов. Было показано, что среднеквадратичное значение флуктуаций амплитуды сигнала прямо пропорционально среднеквадратичному значению амплитуды отраженного сигнала:

$$\overline{\Delta U_m^2} = k\overline{U_m^2}. \tag{4.9}$$

Учитывая зависимость степени амплитудной флуктуации отражений от большинства местных предметов от длины волны и периода повторения импульсов передатчика радиолокационной станции, несколько конкретизируем выражение (4.9)

$$\overline{\Delta U_m^2} = k\,\frac{T_{\text{п}}}{\lambda}\,\overline{U_m^2}. \tag{4.10}$$

В табл. 7 приведены результаты экспериментального исследования превышения общего сигнала над среднеквадратичным значением флуктуаций его амплитуды для некоторых отражающих объектов при следующих условиях: скорость ветра — 18 *км/час*; длина волны $\lambda = 10$ *см*; частота повторения импульсов $F_{\text{п}} = 2000$ *гц* [24].

Таблица 7

Отражающий объект	Превышение общего сигнала над среднеквадратичным значением флуктуаций амплитуды, *дб*
Лесистая местность	57
Морская поверхность	25
Грозовые облака	17

Принцип обзора пространства

Как известно, основные задачи, решаемые любой радиолокационной станцией,— обнаружение целей в заданной части пространства и определение их координат.

Определение угловых координат основано на использовании направленных свойств антенн. Для повышения точности определения координат диаграмма направленности антенны радиолокационной станции должна быть достаточно узкой. При таком условии для успешного

решения первой из указанных выше задач необходимо достаточно быстро и надежно поочередно просматривать радиолокационным лучом участки заданной части пространства.

Пространственный обзор достигается путем перемещения радиолокационного луча станции по определенному закону, обеспечивающему последовательное облучение всех точек заданной части пространства. Пространственный обзор может считаться надежным только в том случае, если в любом цикле обзора от каждой цели будет получено такое число отраженных сигналов, которое необходимо для уверенного обнаружения цели и определения всех ее координат.

Число импульсов в «пачке» отраженных от цели сигналов, принятых за один цикл обзора пространства, равно

$$N_{ц} = \left(\frac{\Theta}{\beta_{обз}} T_{обз} - \frac{2d_{ц}}{c}\right) F_{п}, \qquad (4.11)$$

где $N_{ц}$ — число импульсов в «пачке»;
Θ — ширина диаграммы направленности в плоскости вращения луча;
$\beta_{обз}$ — сектор обзора;
$T_{обз}$ — период обзора;
$d_{ц}$ — дальность цели.

В случае кругового обзора выражение (4.11) принимает следующий вид:

$$N_{ц.кр} = \left(\frac{\Theta}{2\pi} T_{обз} - \frac{2d_{ц}}{c}\right) F_{п}. \qquad (4.12)$$

«Пачка» сигналов от любого отражающего объекта на входе приемника оказывается дважды (при передаче сигналов и при их приеме) промодулированной диаграммой направленности антенны радиолокационной станции (рис. 96). Так появляется амплитудная флуктуация отраженных сигналов, характер которой определяется формой диаграммы направленности антенны. Очевидно, что максимальное изменение амплитуды отраженного сигнала от импульса к импульсу «пачки» происходит в момент совпадения с направлением на отражающий объект участка диаграммы направленности антенны с наибольшей крутизной.

Диаграммы направленности антенн большинства современных радиолокационных станций с достаточной степенью точности аппроксимируются кривой Гаусса:

$$\Phi(\Theta) = e^{-1,4\left(\frac{\Theta}{\Theta_{0,5}}\right)^2}, \qquad (4.13)$$

где $\Phi(\Theta)$ — диаграмма направленности антенны по напряженности поля;

$\Theta_{0,5}$ — ширина диаграммы направленности антенны на уровне половинной мощности;

Θ — текущее значение угла в пределах диаграммы направленности.

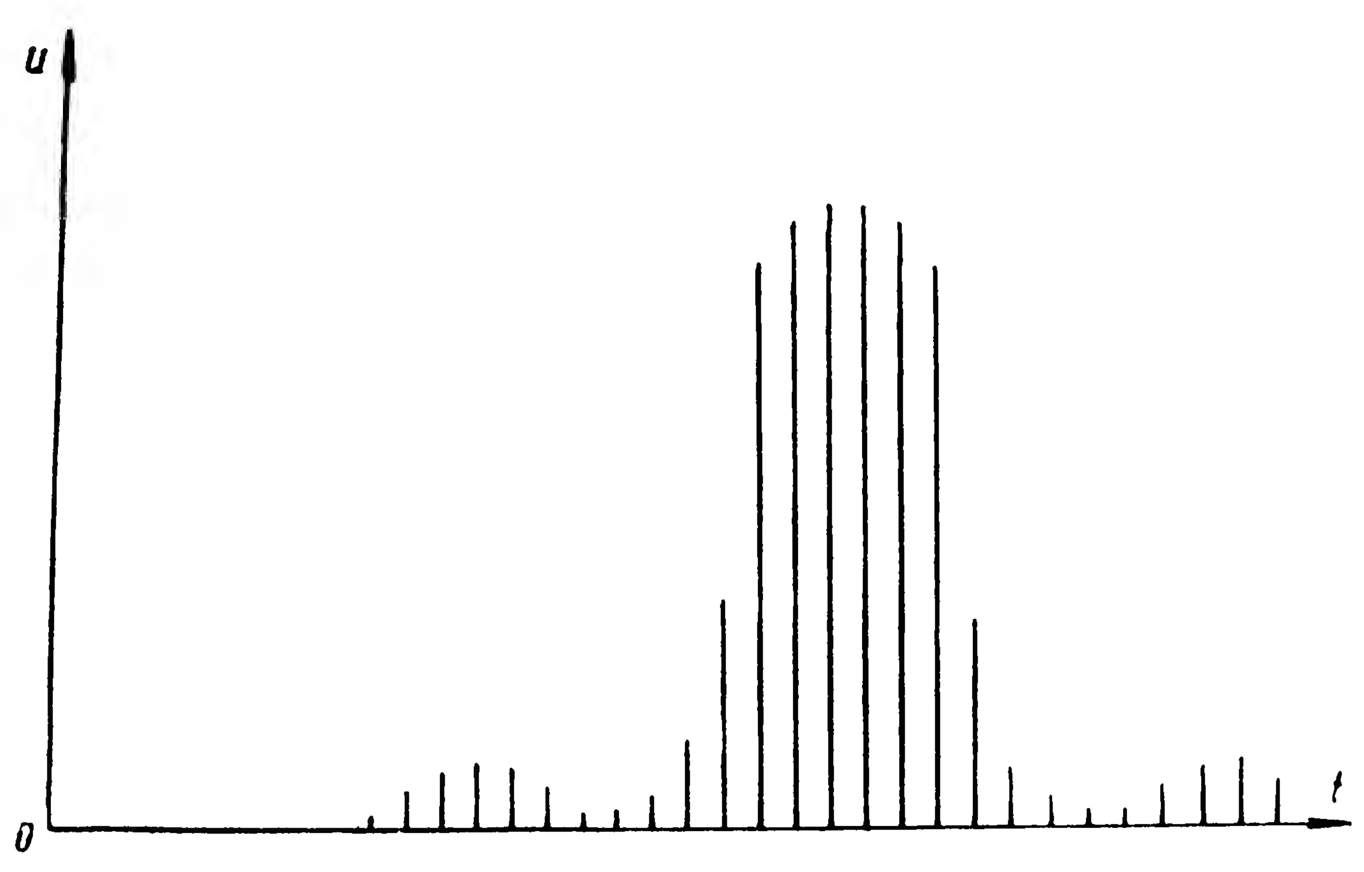


Рис. 96. «Пачка» сигналов, дважды промодулированная диаграммой направленности антенны

Если передача и прием сигналов осуществляются при помощи одной и той же антенной системы, то закон изменения огибающей «пачки» отраженных от некоторой цели импульсов может быть приближенно представлен так:

$$u = U_m e^{-2,8\left(\frac{\Theta}{\Theta_{0,5}}\right)^2}. \qquad (4.14)$$

Величина флуктуаций амплитуды сигнала от цикла к циклу работы станции равна

$$\Delta U = \frac{\partial U}{\partial \Theta}\Delta\Theta \quad \text{при} \quad \Delta\Theta = \Omega_{обз} T_п, \qquad (4.15)$$

где $\Omega_{обз}$ — угловая скорость обзора.

Максимальное изменение амплитуды сигнала от импульса к импульсу

$$|\Delta U|_{max} = \left|\frac{\partial U}{\partial \Theta}\right|_{max} \Delta\Theta = \frac{2,8\pi\Omega_{обз} T_п}{\Theta_{0,5}} U_m. \qquad (4.16)$$

Выражение (4.16) показывает, что амплитудная флуктуация сигналов, обусловленная вращением антенны радиолокационной станции, тем меньше, чем выше частота повторения импульсов передатчика, шире диаграмма направленности антенны и меньше угловая скорость обзора.

Величина $\left|\frac{\Delta U}{U_m}\right|_{max}$ в зависимости от назначения радиолокационной станции и ее технических данных составляет от 3 до 20%.

Нестабильность параметров радиолокационной станции

Амплитуда отраженного сигнала на выходе фазового детектора в общем случае с достаточной степенью точности определяется выражением

$$u_{вых.фд} = U_m \cos\psi(t).$$

При отражениях энергии от неподвижных объектов в идеальном случае $U_{вых.\,фд} = const$.

Для успешного решения проблемы селекции сигналов от движущихся целей необходимо, чтобы амплитудная флуктуация сигналов от неподвижных объектов на выходе фазового детектора, по крайней мере, не превышала уровня собственных шумов приемника.

Причинами появления амплитудной флуктуации выходных сигналов фазового детектора в случае отражения энергии от неподвижного объекта могут явиться либо изменение амплитуд отраженных радиосигналов на входе приемного устройства, либо изменение разности фаз сравниваемых в фазовом детекторе напряжений сигнала и когерентного гетеродина.

Внешние факторы, вызывающие появление амплитудной флуктуации отраженных радиосигналов, выше уже рассмотрены. Теперь проанализируем возможные причины изменения разности фаз сравниваемых в фазовом детекторе сигналов.

Если отражающий объект неподвижен, то разность фаз сравниваемых в фазовом детекторе напряжений сигнала и когерентного гетеродина равна:

— при сравнении на высокой частоте

$$\psi(t) = \varphi_{кг}(t) - \varphi_0(t);$$

— при сравнении на промежуточной частоте

$$\psi(t) = \varphi_{кг}(t) - \varphi_{мг}(t) + \varphi_0(t)$$

или

$$\psi(t) = \varphi_{кг}(t) + \varphi_{мг}(t) - \varphi_0(t).$$

Не принимая во внимание возможность изменения фазы отраженного сигнала вследствие некоторого смещения отражающего объекта относительно радиолокационной станции, можно утверждать, что причинами изменения разности фаз сравниваемых в фазовом детекторе сигналов являются следующие:

— непостоянство фаз сигналов передатчика и когерентного гетеродина при сравнении сигналов на высокой частоте;

— непостоянство фаз сигналов передатчика, когерентного и местного гетеродинов при сравнении сигналов на промежуточной частоте.

Амплитудная флуктуация выходных сигналов фазового детектора, обусловленная нестабильностью фаз сигналов указанных выше генераторов, количественно может быть оценена полным приращением сигнала:

— при сравнении на высокой частоте

$$\Delta U_{вых.фд} = \frac{\partial U_{вых.фд}}{\partial \varphi_{кг}} \Delta\varphi_{кг} + \frac{\partial U_{вых.фд}}{\partial \varphi_0} \Delta\varphi_0; \qquad (4.17)$$

— при сравнении на промежуточной частоте

$$\Delta U_{вых.фд} = \frac{\partial U_{вых.фд}}{\partial \varphi_{кг}} \Delta\varphi_{кг} + \frac{\partial U_{вых.фд}}{\partial \varphi_0} \Delta\varphi_0 + \frac{\partial U_{вых.фд}}{\partial \varphi_{мг}} \Delta\varphi_{мг}. \qquad (4.18)$$

Из выражений (4.17) и (4.18) видно, что характер влияния нестабильности фаз сигналов передатчика, когерентного и местного гетеродинов на амплитудные из-

менения выходных сигналов фазового детектора принципиально одинаков:

$$\delta U_{\text{вых.фд}} = \frac{\partial U_{\text{вых.фд}}}{\partial \varphi} \Delta\varphi, \qquad (4.19)$$

где $\delta U_{\text{вых. фд}}$ — приращение сигнала, обусловленное нестабильностью фазы отдельного генератора.

Преобразуем выражение (4.19):

$$\delta U_{\text{вых.фд}} = (U_m \sin \varphi)\, \Delta\varphi. \qquad (4.20)$$

Максимально возможное изменение амплитуды сигнала

$$\left| \frac{\delta U_{\text{вых.фд}}}{U_m} \right|_{\max} = \Delta\varphi. \qquad (4.21)$$

Допустимая величина амплитудной флуктуации выходных сигналов фазового детектора из-за нестабильной работы отдельных узлов радиолокационной станции выбирается из условия обеспечения требуемого качества компенсации мешающих сигналов. Во всяком случае она не должна превышать флуктуаций, обусловленных влиянием внешних факторов.

Величина допустимого изменения амплитуды выходных сигналов фазового детектора определяет требование к стабильности работы отдельных узлов радиолокационной станции (передатчика, когерентного и местного гетеродинов).

Если m — величина допустимой относительной амплитудной флуктуации сигналов на выходе фазового детектора, обусловленная нестабильностью работы того или иного узла, то требование к стабильности работы этого узла на основании выражения (4.21) математически записывается так:

$$\Delta\varphi \leqslant m. \qquad (4.22)$$

Основная причина непостоянства фаз сигналов генераторов от цикла к циклу работы станции — изменение их частоты во времени:

$$\omega(t) = \omega + \frac{d\omega(t)}{dt} t. \qquad (4.23)$$

Условимся считать скорость изменения частоты генератора постоянной, т. е. $\frac{d\omega t}{dt} = \text{const}$, что вполне допустимо для малых отрезков времени.

Изменение фаз сигналов когерентного и местного гетеродинов за период повторения импульсов передатчика равно

$$\Delta\varphi_{\text{кг(мг)}} = \varphi_{n+1} - \varphi_n = \int\limits_{nT_{\text{п}}}^{nT_{\text{п}}+t_{\text{з}}} \left[\omega + \frac{d\omega(t)}{dt} t\right] dt -$$

$$- \int\limits_{(n-1)T_{\text{п}}}^{(n-1)T_{\text{п}}+t_{\text{з}}} \left[\omega + \frac{d\omega(t)}{dt} t\right] dt = \frac{d\omega(t)}{dt} T_{\text{п}} t_{\text{з}}. \qquad (4.24)$$

Максимальная величина изменения фаз сигналов когерентного и местного гетеродинов от цикла к циклу работы станции составляет

$$\Delta\varphi_{\text{кг(мг)}} = \frac{d\omega(t)}{dt} \frac{2d_{\max} T_{\text{п}}}{c},$$

откуда с учетом требования (4.22) допустимая скорость изменения частоты каждого гетеродина должна быть

$$\frac{d\omega_{\text{кг(мг)}}(t)}{dt} \leqslant \frac{cm}{2T_{\text{п}} d_{\max}} \qquad (4.25)$$

или

$$\frac{df_{\text{кг(мг)}}(t)}{dt} \leqslant \frac{cm}{4\pi T_{\text{п}} d_{\max}}. \qquad (4.26)$$

Теперь нетрудно сформулировать требование к стабильности частот когерентного и местного гетеродинов:

$$\frac{\Delta f_{\text{кг(мг)}}}{f_{\text{кг(мг)}}} = \frac{\frac{df_{\text{кг(мг)}}(t)}{dt} T_{\text{п}}}{f_{\text{кг(мг)}}} \leqslant \frac{cm}{4\pi f_{\text{кг(мг)}} d_{\max}}. \qquad (4.27)$$

Требование к стабильности частоты передатчика также рассчитывается по разности фаз его сигналов в двух

соседних циклах работы станции, но с учетом импульсного режима работы передатчика:

$$\Delta\varphi_0 = \varphi_{0n+1} - \varphi_{0n} = \int\limits_{nT_\text{п}}^{nT_\text{п}+\tau_\text{и}} \left[\omega_0 + \frac{d\omega_0(t)}{dt} t\right] dt -$$

$$- \int\limits_{(n-1)T_\text{п}}^{(n-1)T_\text{п}+\tau_\text{и}} \left[\omega_0 + \frac{d\omega_0(t)}{dt} t\right] dt = \frac{d\omega_0(t)}{dt} T_\text{п}\tau_\text{и}.$$

Допустимая скорость ухода частоты передатчика определяется неравенством

$$\frac{df_0}{dt} \leqslant \frac{m}{2\pi T_\text{п}\tau_\text{и}}. \qquad (4.28)$$

Тогда требование к стабильности частоты передатчика можно записать следующим образом:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} \leqslant \frac{m}{2\pi f_0 \tau_\text{и}}. \qquad (4.29)$$

Из выражений (4.27) и (4.29) видно, что наименее жесткие требования предъявляются к стабильности частоты передатчика. Действительно, в десятисантиметровом диапазоне волн требуемая стабильность частоты передатчика радиолокационной станции дальнего обнаружения будет порядка 10^{-6}, тогда как требуемая стабильность частоты местного гетеродина составляет примерно 10^{-9}. Для когерентного гетеродина, работающего на промежуточной частоте, требование к стабильности частоты на два порядка ниже, чем для местного гетеродина.

3. Сжатие амплитудных флуктуаций отраженных сигналов

Амплитудная флуктуация сигналов, отраженных от неподвижных объектов, при определенных условиях может достигнуть такой величины, что данные объекты будут фиксироваться как «подвижные» цели. Фазовый детектор системы селекции движущихся целей в этом случае свою задачу не выполнит. Для исключения подобного явления необходимо еще до фазового детек-

тора «сжать» амплитудные флуктуации сигналов до уровня шумов.

Простейший способ «сжатия» амплитудных флуктуаций сигналов — снижение чувствительности приемного тракта. Однако при этом ухудшаются тактические возможности радиолокационной станции, в частности, происходит потеря сигналов от целей с малой отражающей поверхностью, что, конечно, недопустимо. Нужно обеспечить «сжатие» амплитудных флуктуаций сигналов до фазового детектора без заметного снижения чувствительности приемного тракта.

При определении степени «сжатия» амплитудных флуктуаций сигналов должны учитываться следующие обстоятельства:

— чрезмерно сильное «сжатие» амплитудных флуктуаций сигналов может снизить чувствительность приемника к сигналам от подвижных целей на фоне мешающих отражений;

— при слабом «сжатии» амплитудных флуктуаций сигналов экраны индикаторов радиолокационной станции окажутся «засорены» отдельными мешающими отражениями, амплитудная флуктуация которых даже после «сжатия» превосходит шумовой фон;

— «сжатие» амплитудных флуктуаций целесообразно лишь для сравнительно сильных сигналов, амплитудная флуктуация которых превышает уровень шумов; «сжатие» же флуктуаций слабых сигналов не имеет смысла.

Линейно-логарифмический приемник

Мешающее влияние амплитудных флуктуаций отраженных сигналов можно в значительной мере ослабить, если их «сжать» таким образом, чтобы флуктуации сигналов на выходе приемного тракта были постоянны при постоянном относительном изменении входных сигналов (независимо от амплитуды последних).

Математически это условие выражается следующим образом:

$$\frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}} \Delta U_{\text{вх}} = \text{const}. \qquad (4.30)$$

Полное приращение флуктуирующих сигналов на входе приемника в присутствии шумов равно

$$\Delta U_{вх} = k_1 (mU_{вх} + U_ш), \qquad (4.31)$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности;
m — относительная величина амплитудной флуктуации сигнала;
$U_ш$ — величина флуктуаций шумов.

С учетом выражения (4.31) условие (4.30) принимает вид:

$$\frac{dU_{вых}}{dU_{вх}} k_1 (mU_{вх} + U_ш) = P, \qquad (4.32)$$

где P — постоянная величина.

Проинтегрировав выражение (4.32), получим, что

$$U_{вых} = \frac{P_k}{m} \ln (mU_{вх} + U_ш) + C, \qquad (4.33)$$

где $P_k = \frac{P}{k_1}$ — постоянная интегрирования.

Воспользовавшись условием, что при $U_{вх} = 0$ $U_{вых} = 0$, определим постоянную интегрирования:

$$C = -\frac{P_k}{m} \ln U_ш.$$

Подставляя найденное значение C в выражение (4.33), получим:

$$U_{вых} = \frac{P_k}{m} \ln \left(\frac{mU_{вх}}{U_ш} + 1 \right). \qquad (4.34)$$

Пусть $U_{вх.ш}$ — напряжение сигнала, флуктуации которого равны шумовым флуктуациям на входе приемника. Очевидно, что при $mU_{вх} = U_ш$ напряжение на выходе $U_{вых} = k\, U_{вх.ш}$. Последние соотношения позволяют определить величину P_k из выражения (4.34):

$$P_k = \frac{kU_{вх.ш}m}{\ln 2}.$$

Подставив значение P_k в выражение (4.34), получим математическое описание характеристики приемного тракта в окончательном виде:

$$U_{вых} = \frac{kU_{вх.ш}}{\ln 2} \ln \left(\frac{mU_{вх}}{U_ш} + 1 \right). \qquad (4.35)$$

Графически зависимость (4.35) при $m = \text{const}$ представлена на рис. 97.

Ранее указывалось, что «сжатие» амплитудных флуктуаций слабых сигналов вообще не имеет смысла. Действительно, при $mU_{\text{вх}} < U_{\text{ш}}$

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{kU_{\text{вх.ш}}}{\ln 2} \frac{mU_{\text{вх}}}{U_{\text{ш}}} = \frac{k}{\ln 2} U_{\text{вх}}. \qquad (4.36)$$

Таким образом, характеристика приемника должна быть линейно-логарифмической: линейной — для слабых сигналов и логарифмической — для более сильных сигналов, флуктуации которых превышают уровень шумов.

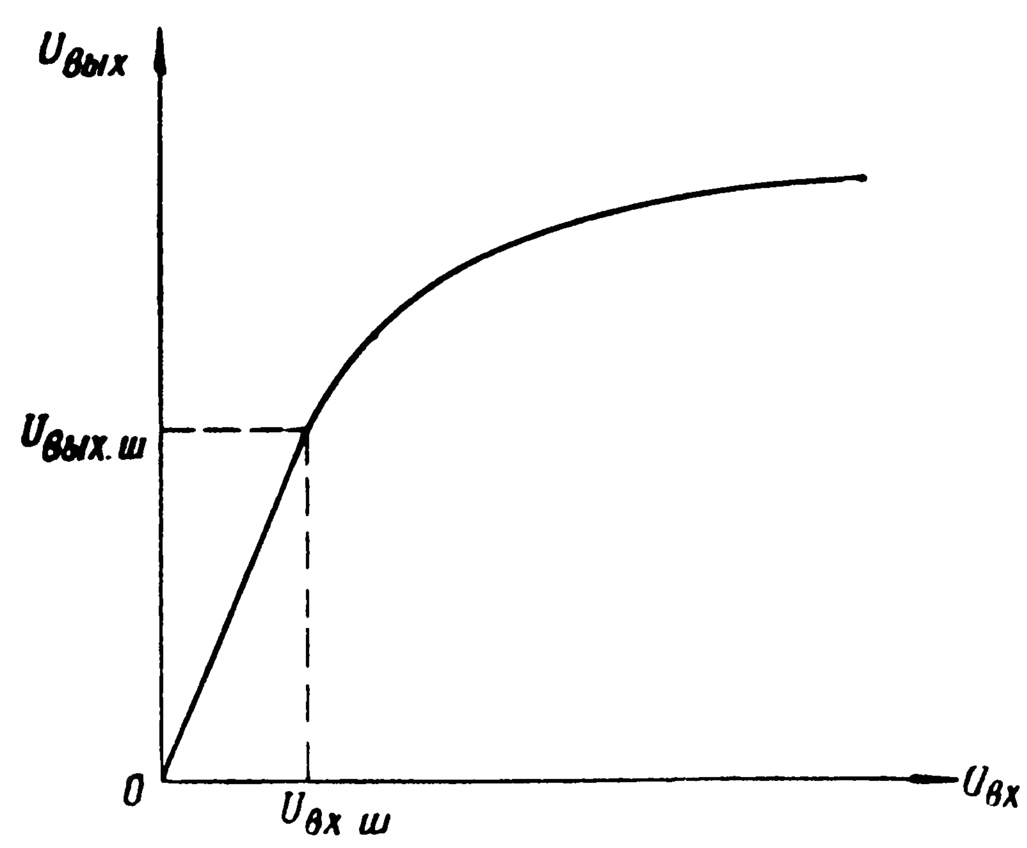


Рис. 97. Характеристика приемного тракта при $m = \text{const}$

Векторная диаграмма, изображенная на рис. 98, поясняет работу линейно-логарифмического приемника.

Допустим, что принимаемый сигнал является флуктуирующим ($\bar{u}_{1=}$ — постоянная составляющая сигнала, $\bar{u}_{1\sim}$ — вектор флуктуаций).

При малой величине сигнала происходит линейное усиление его в приемном тракте. Максимальная величина флуктуаций амплитуды сигнала равна A_1B_1. При изменении усиления приемника или приеме сигнала другой величины, но с тем же процентом флуктуаций, пропорционально изменяется максимальная величина флуктуаций амплитуды сигнала $A_2B_2 > A_1B_1$.

Флуктуации амплитуды сильного сигнала «сжимаются» в приемнике до уровня собственных шумов. Максимальная величина флуктуаций амплитуды сильного сигнала равна A_3B_3 и не зависит от амплитуды принимаемых сигналов при постоянном проценте их флуктуаций на входе приемника $A_3B_3 = A_4B_4 = \ldots$

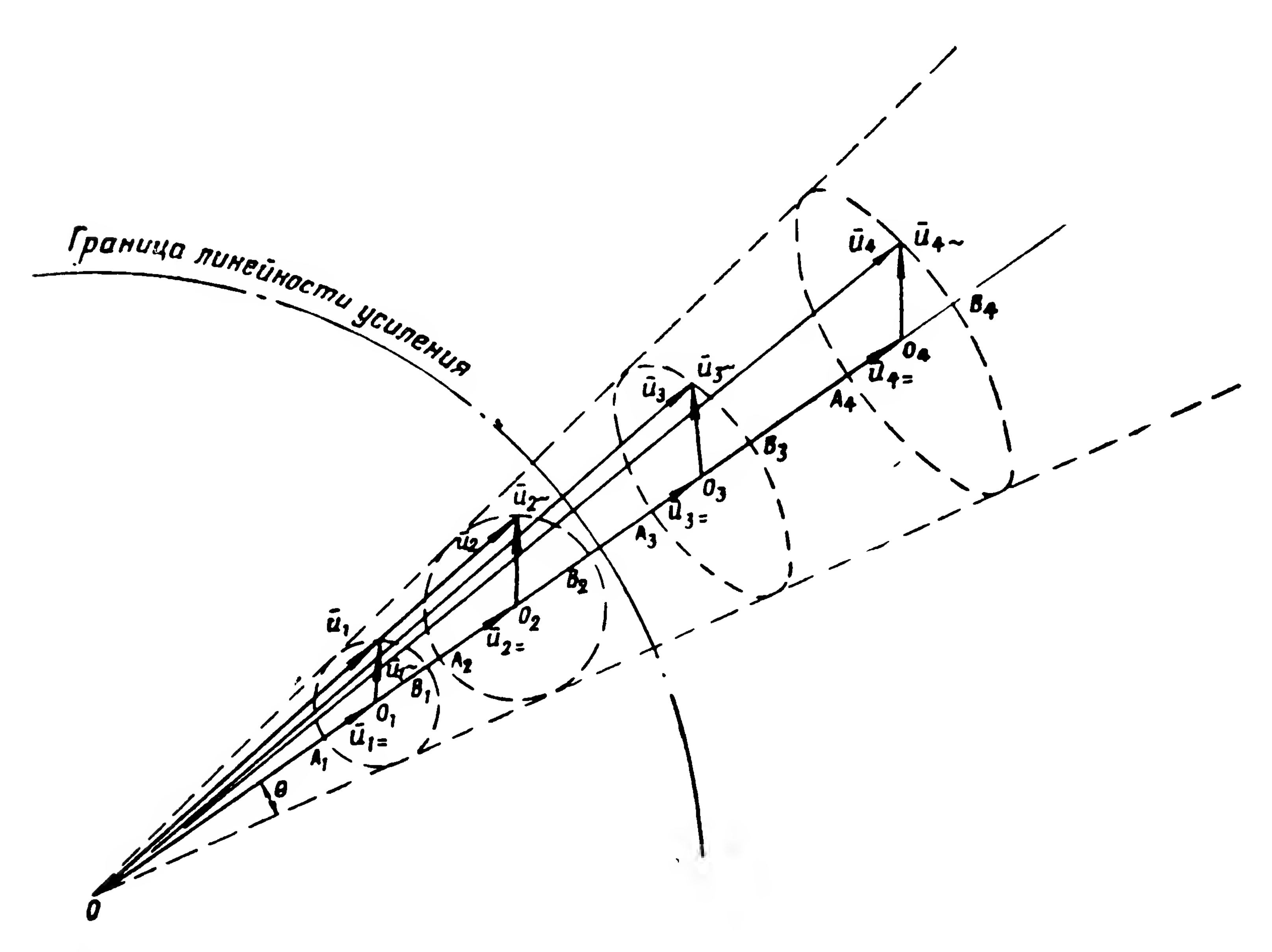


Рис. 98. Векторная диаграмма, поясняющая работу линейно-логарифмического приемника

Линейно-логарифмический приемник не изменяет величину фазовых флуктуаций сигнала ($\Delta\varphi = 2\Theta$).

Принципиально возможны следующие способы получения линейно-логарифмической характеристики приемного тракта радиолокационной станции на промежуточной частоте:

— применение обратной связи в нескольких каскадах усиления сигналов на промежуточной частоте;

— использование усилительных ламп с экспоненциальной крутизной характеристик;

— сложение выходных сигналов нескольких каналов усиления сигналов.

Применение обратной связи. Амплитудная характеристика радиолокационного приемника, близкая в определенных пределах по форме к линейно-логарифмической, может быть получена путем охвата отрицательной обратной связью нескольких каскадов усиления отраженных сигналов (рис. 99).

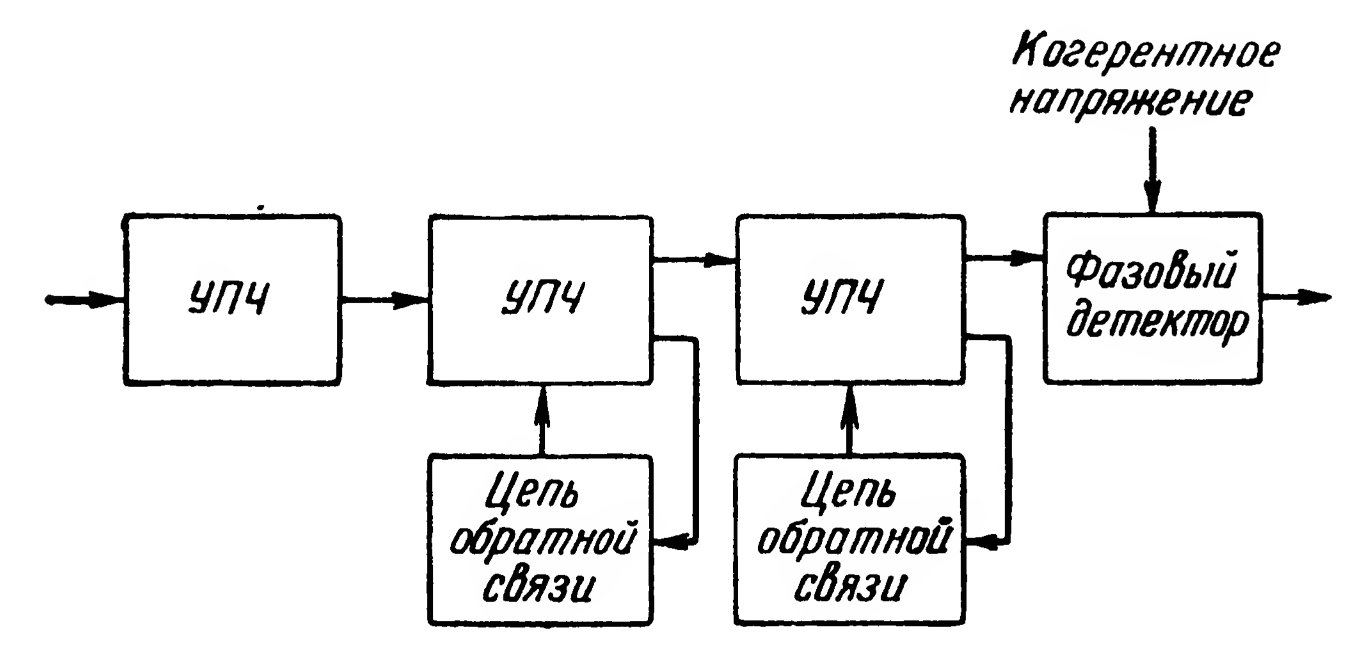


Рис. 99. Линейно-логарифмический приемник с отрицательной обратной связью в нескольких каскадах усиления

В каждой цепи обратной связи включен детектор сигнала и фильтр RC. Продетектированное напряжение сигнала подается на вход соответствующего каскада усилителя промежуточной частоты, в результате чего рабочая точка лампы данного каскада смещается в область меньшей крутизны характеристики и усиление каскада уменьшается.

Допустим, что крутизна S характеристики лампы каскада усиления промежуточной частоты, охваченного обратной связью, линейно зависит от величины напряжения обратной связи:

$$S = S_{max}\left(1 - \frac{U_{oc}}{U_0}\right), \tag{4.37}$$

где S_{max} — крутизна характеристики лампы при разомкнутой цепи обратной связи;

U_{oc} — напряжение обратной связи, используемое для регулировки усиления каскада;

U_0 — напряжение обратной связи, при котором лампа теряет усилительные свойства ($S = 0$).

Если из n одинаковых каскадов усилителя промежуточной частоты m каскадов охвачены обратной связью, то полный коэффициент усиления тракта промежуточной частоты

$$K_{\text{УПЧ}} = kS^n_{\max}\left(1 - \frac{U_{\text{ос}}}{U_0}\right)^m,$$

где k — коэффициент пропорциональности.

На рис. 100 схематически изображены кривые зависимости $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для усилителя промежуточной частоты, часть каскадов которого охвачена обратной связью.

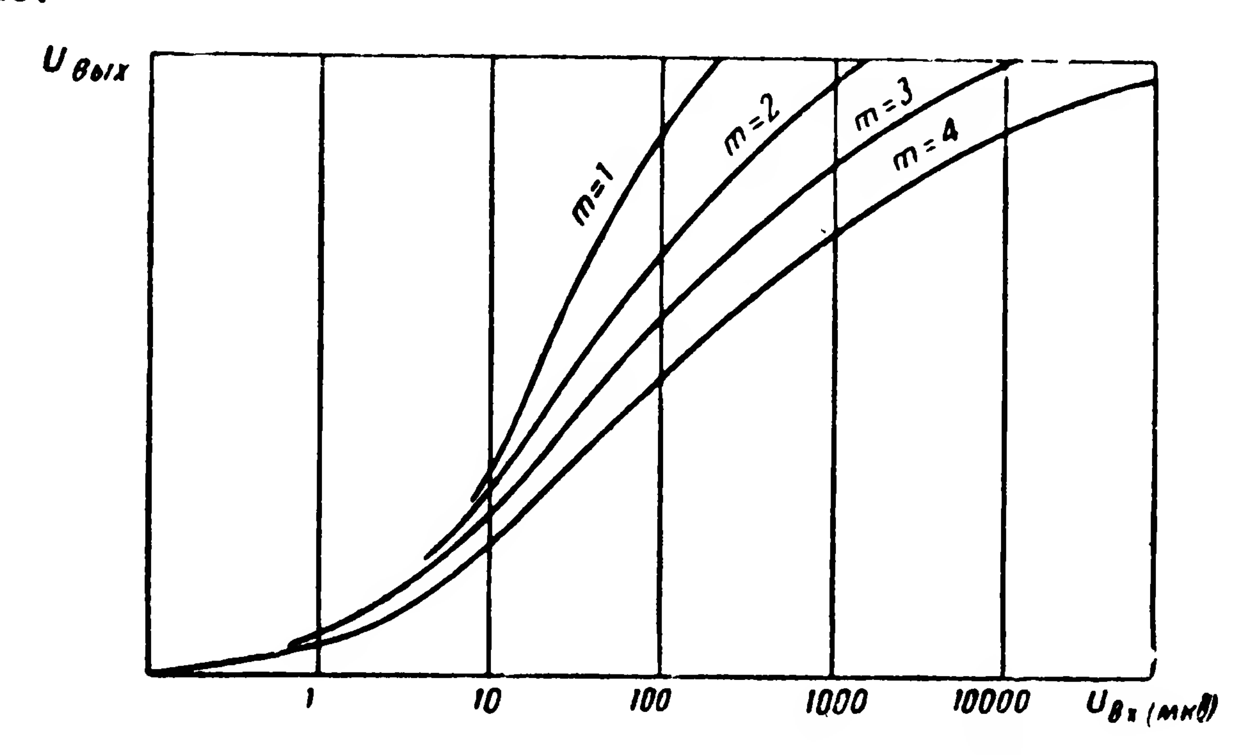


Рис. 100. Кривые зависимости $U_{\text{вых}}=f\,(U_{\text{вх}})$ усилителя промежуточной частоты, часть каскадов которого охвачена обратной связью

Для максимального приближения амплитудной характеристики приемника к линейно-логарифмической глубина обратной связи в каскадах выбирается неодинаковой. Кроме того, обратная связь может быть сделана с задержкой (для слабых сигналов цепь обратной связи разомкнута). Величина задержки определяется величиной запирающего напряжения, подаваемого на диод детектора.

Таким образом, при помощи обратной связи может быть достигнуто автоматическое изменение усиления приемника по определенному (приближенно по линейно-логарифмическому) закону в зависимости от величины принимаемых сигналов.

Однако удовлетворительные результаты получаются только при условии, что быстродействие схемы регули-

рования коэффициента усиления тракта промежуточной частоты значительно меньше длительности сигналов. Поэтому данный способ получения линейно-логарифмической амплитудной характеристики приемника практически применим только в радиолокационных станциях, работающих импульсами сравнительно большой длительности.

Основные недостатки способа получения линейно-логарифмической характеристики приемника при помощи обратной связи следующие:

— трудность получения достаточно широкого «логарифмического» диапазона приемника;

— сложность обеспечения устойчивой работы схемы регулирования усиления сигналов при малой постоянной времени цепи обратной связи;

— искажение формы передаваемых сигналов вследствие конечной величины постоянной времени цепи обратной связи.

Использование ламп с экспоненциальной крутизной характеристик. Некоторым типам радиоламп (6К3, 6К7 и др.) свойственна экспоненциальная зависимость крутизны анодно-сеточной характеристики от напряжения на управляющей сетке:

$$S = S_0 e^{aE_{g_1}}, \qquad (4.38)$$

где S_0 — постоянная величина;

a — постоянный для данного типа лампы коэффициент;

E_{g_1} — напряжение на управляющей сетке лампы.

Амплитуда выходного напряжения усилителя, собранного на такой лампе:

$$U_{\text{вых}} = kU_{\text{вх}} e^{aE_{g_1}}.$$

При использовании радиоламп с экспоненциальной крутизной анодно-сеточной характеристики в одинаковых каскадах усиления отраженных сигналов (обычно в УПЧ) амплитуда выходного напряжения усилителя

$$U_{\text{вых}} = kU_{\text{вх}}\, e^{a(E_{g_1} + E_{g_2} + \dots + E_{g_n})}.$$

Если же в качестве напряжения смещения на управляющую сетку лампы подавать выпрямленное напряжение усилителя отрицательной полярности, то

$$U_{\text{вых}} = kU_{\text{вх}}\, e^{-naU_{\text{вых}}}. \qquad (4.39)$$

Обозначим через $U_{\text{вых.ш}}$ выходное напряжение сигнала, амплитудные флуктуации которого на входе приемника равны уровню шумов.

Очевидно, что

$$U_{\text{вых.ш}} = kU_{\text{вх.ш}} e^{-naU_{\text{вых.ш}}}. \tag{4.40}$$

Разделим равенство (4.39) на равенство (4.40) и прологарифмируем полученное выражение:

$$\ln \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.ш}}} = \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.ш}}} + na\,(U_{\text{вых.ш}} - U_{\text{вых}}),$$

откуда

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.ш}} + \frac{1}{na}\left(\ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.ш}}} - \ln \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.ш}}}\right).$$

Величина $\ln \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.ш}}}$ медленно меняющаяся, поэтому можно считать, что $\ln \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых ш}}} \approx \text{const}$.

Тогда

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{1}{na} \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.ш}}} + \text{const}. \tag{4.41}$$

Подбором параметров схемы усилителя можно обеспечить довольно точное воспроизведение линейно-логарифмической характеристики приемного тракта.

Сложение выходных сигналов нескольких каналов усиления. Линейно-логарифмическая зависимость между входным и выходным сигналами приемника на промежуточной частоте может быть получена путем сложения выходных сигналов нескольких каналов усиления с различными уровнями ограничения.

Блок-схема тракта промежуточной частоты многоканального линейно-логарифмического приемника приведена на рис. 101.

Обязательными элементами каждого канала многоканального усилителя промежуточной частоты являются амплитудный ограничитель и выходной развязывающий каскад усиления. Кроме того, предусматриваются необходимые меры по обеспечению правильных фазовых соотношений между выходными сигналами каналов.

Амплитудная характеристика каждого канала линейна только до определенного уровня (рис. 102): до $U_{вх1_0}$ — в I канале, до $U_{вх2_0}$ — во II канале и т. д. до $U_{вхn_0}$ — в n-ом канале.

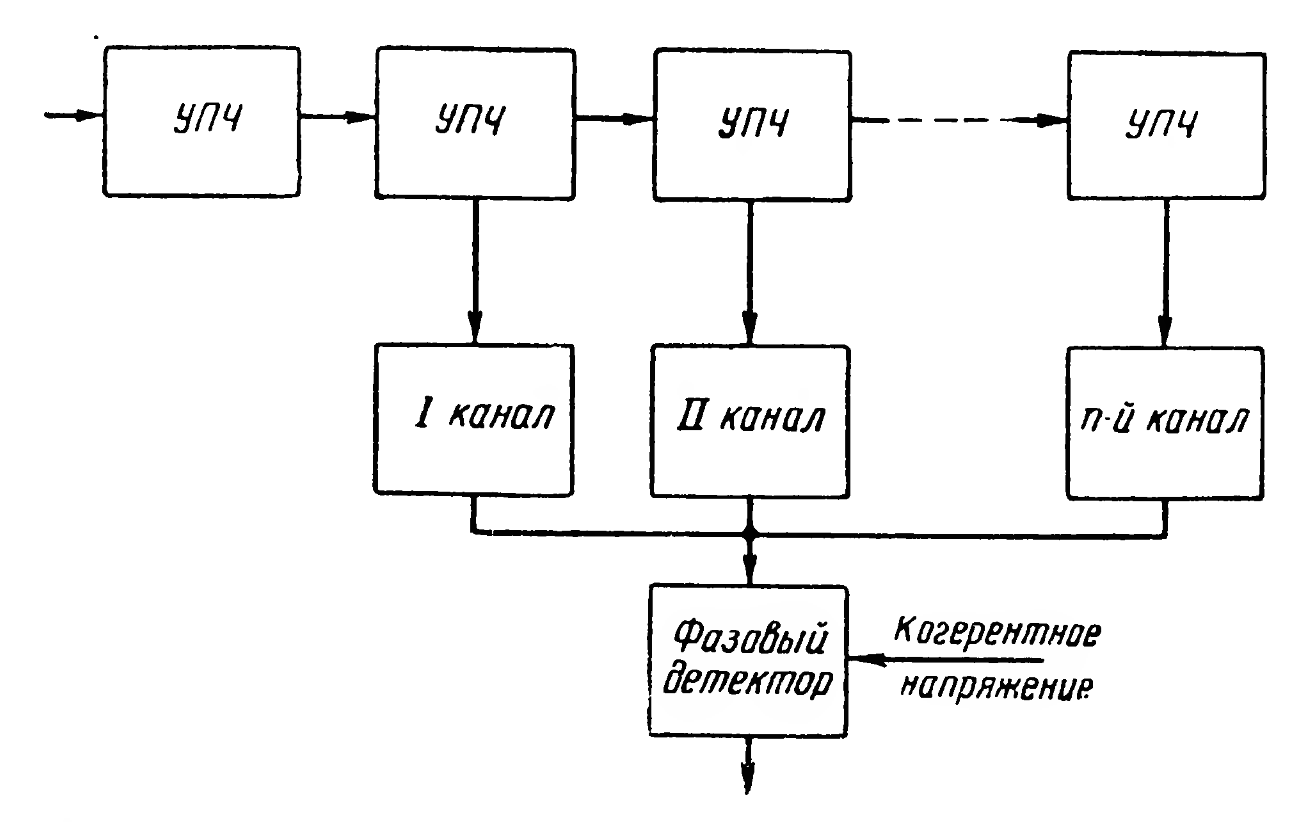


Рис. 101. Блок-схема тракта промежуточной частоты многоканального линейно-логарифмического приемника

Выходное напряжение многоканального усилителя промежуточной частоты

$$U_{вых} = U_{вых1} + U_{вых2} + \ldots + U_{вых n},$$

где $U_{вых1}$, $U_{вых2}$, ..., $U_{вых n}$ — напряжения на выходах соответственно I, II, ..., n-го каналов.

Результирующая амплитудная характеристика многоканального усилителя промежуточной частоты имеет вид ломаной линии. Точность аппроксимации линейно-логарифмической характеристики зависит от того, насколько правильно выбраны коэффициент усиления и уровень ограничения каждого канала. При прочих равных условиях точность аппроксимации тем выше, чем меньше разница в усилении между соседними каналами. Экспериментальные исследования показывают, что амплитудная характеристика приемника получается довольно близкой по форме к линейно-логарифмической, если разница между коэффициентами усиления соседних каналов не превышает десяти. Большие разности в усилении соседних каналов допустимы только при условии,

что амплитудные характеристики самих каналов не имеют строго выраженной области ограничения входных сигналов и по форме примерно соответствуют логарифмической зависимости.

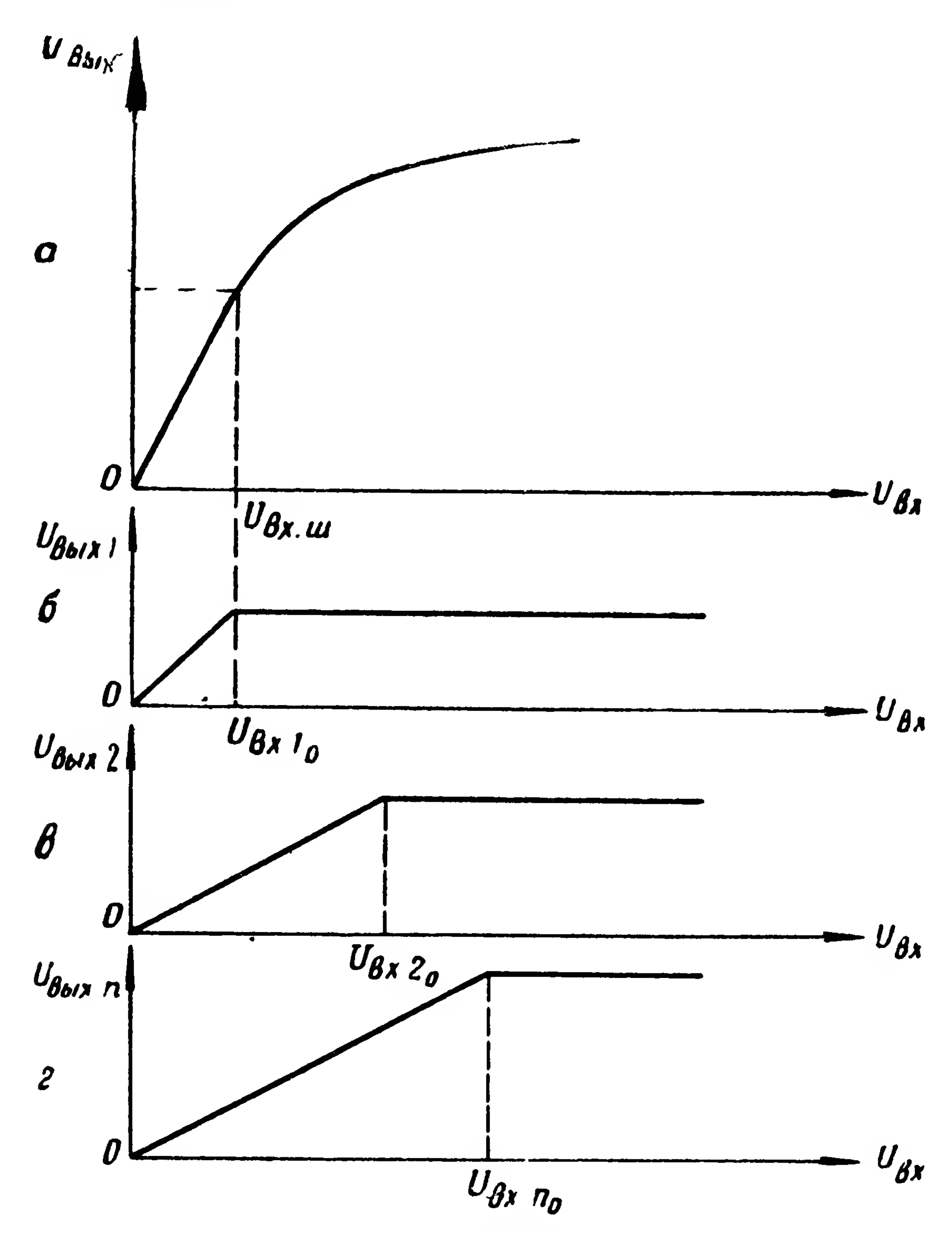


Рис. 102. Амплитудные характеристики многоканального усилителя промежуточной частоты:

а — результирующая амплитудная характеристика; *б* — амплитудная характеристика первого канала; *в* — амплитудная характеристика второго канала; *г* — амплитудная характеристика *n*-го канала

Границы линейности амплитудной характеристики приемника примерно соответствуют линейному участку амплитудной характеристики канала с наименьшим уровнем ограничения.

В многоканальном линейно-логарифмическом приемнике возможно возникновение обратной связи с выхода его через один из каналов, что может привести к искажению формы передаваемых сигналов. Кроме того, при

проникновении через цепи обратной связи когерентного напряжения последнее может оказаться усиленным в канале с наибольшим уровнем ограничения до довольно значительной величины, в результате чего линейно-логарифмическая зависимость между входным и выходным напряжениями усилителя будет соответствовать не собственно принятым сигналам, а результирующим: сигнал + когерентное напряжение. В связи с этим «развязка» каналов в приемнике приобретает чрезвычайно важное значение.

Логарифмический диапазон многоканального линейно-логарифмического приемника (диапазон входных сигналов, амплитудные флуктуации которых подвергаются «сжатию») определяется границей линейности усиления наиболее чувствительного канала и уровнем ограничения наименее чувствительного канала. В одном из вариантов трехканального приемника логарифмический диапазон составлял около 40 *дб* при разнице в усилении между соседними каналами в 5,5 раза [20].

К многоканальным линейно-логарифмическим приемникам предъявляется ряд специфических требований, перечисленных ниже.

«Логарифмический» диапазон приемника должен перекрывать пределы возможных для данной радиолокационной станции изменений входных сигналов приемника. При этом амплитудные флуктуации выходных сигналов приемника не должны превышать среднего уровня шумов.

Усиление в каналах должно быть таким, чтобы, во-первых, ограничение сигналов в каждом канале наступало при заданном для каждого канала уровне входных сигналов и, во-вторых, несмотря на разные уровни ограничения выходные ограниченные сигналы всех каналов имели бы равные амплитуды.

Во избежание возникновения искажений передаваемых сигналов и для исключения возможности возбуждения многоканального приемника должно быть предусмотрено достаточно надежное развязывание каналов.

Уровень когерентного напряжения должен находиться в определенном соотношении с границей линейности амплитудной характеристики приемника. Если амплитуда сигнала превышает амплитуду когерентного напряжения, то выходное напряжение фазового детектора

будет пропорционально уровню когерентного напряжения. Следовательно, чтобы выходные сигналы фазового детектора превышали средний уровень шумов, который обычно составляет 0,1—0,3 от амплитуды сигнала, соответствующего верхней границе линейности амплитудной характеристики приемника, амплитуда когерентного напряжения не должна быть меньше указанной границы линейности.

Линейно-логарифмический приемник одинаково применим как в когерентно-импульсных системах селекции движущихся целей с когерентным гетеродином, так и в системах с внешней когерентностью.

К недостаткам линейно-логарифмического приемника следует отнести сложность конструкции и сравнительно большой динамический диапазон его выходных сигналов, в результате чего к компенсирующему устройству предъявляются дополнительные требования повышенной жесткости.

Приемник с ограничением сигналов на промежуточной частоте

Другой способ «сжатия» флуктуаций отраженных сигналов — амплитудное ограничение сильных сигналов до фазового детектора (на промежуточной частоте).

Амплитудная характеристика идеального приемника (рис. 103) с ограничением сигналов на промежуточной частоте должна удовлетворять следующим требованиям:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} kU_{\text{вх}} & \text{при } U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}_0}, \\ U_{\text{огр}} & \text{при } U_{\text{вх}} > U_{\text{вх}_0}, \end{cases} \qquad (4.42)$$

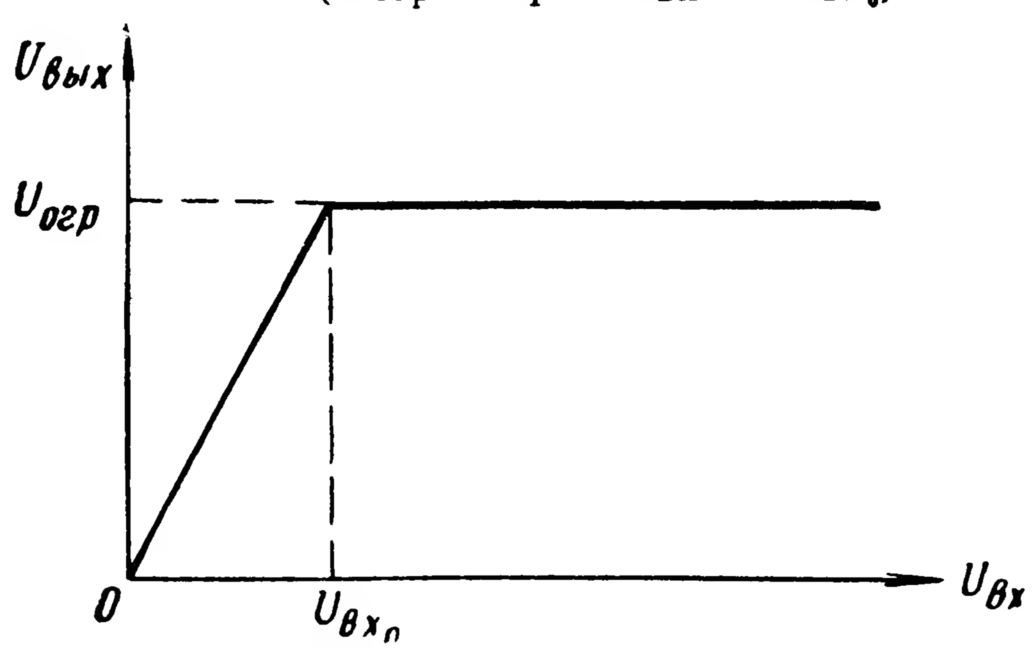


Рис. 103. Амплитудная характеристика идеального приемника с ограничением сигналов на промежуточной частоте

где $U_{вх_0}$— граница линейного усиления входных сигналов приемника;

$U_{огр}$— уровень ограничения сигналов.

Работа приемника с ограничением поясняется векторной диаграммой, изображенной на рис. 104.

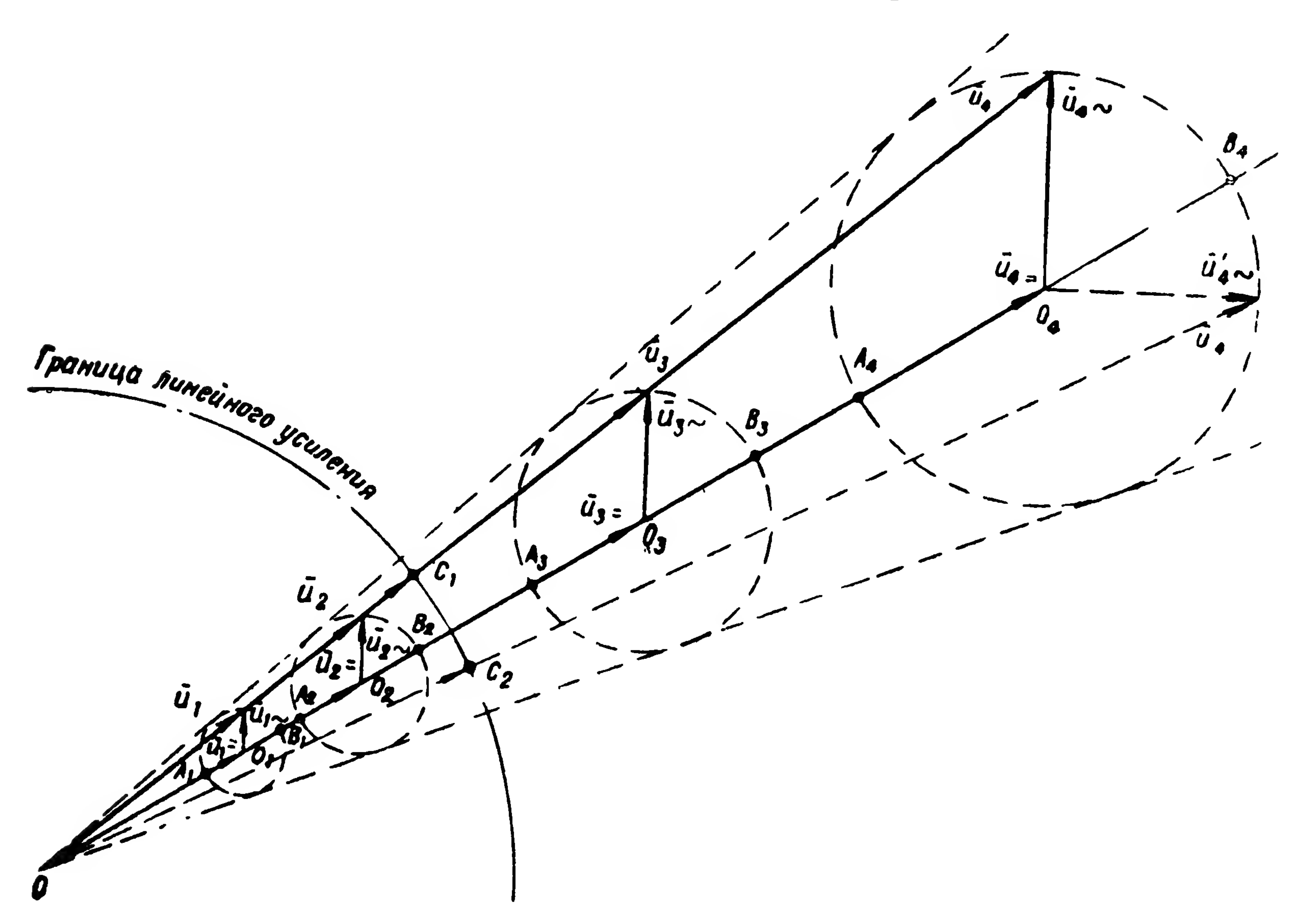


Рис. 104. Векторная диаграмма, поясняющая работу приемника с ограничением

Пока сигналы на входе приемного устройства малы ($|U_{вх}| < U_{вх_0}$), происходит линейное усиление их. При этом если принятые сигналы флуктуируют по амплитуде, то с изменением усиления их в каскадах УПЧ пропорционально изменяется величина амплитудных флуктуаций. Максимальная величина флуктуаций амплитуды выходных сигналов, не достигших порога ограничения, равна $2A_1O_1$ для сигнала $\bar{u}_1$, $2A_2O_2$ для сигнала $\bar{u}_2$ и т. д.

Сравнительно сильные сигналы, амплитуда которых после усиления их в УПЧ превышает порог ограничения ($|U_{вх}| > U_{вх_0}$), претерпевают амплитудное ограничение на определенном уровне. Флуктуирующие сигналы после прохождения через цепи амплитудного ограничения имеют неизменную амплитуду ($|\overline{OC}_1| = |\overline{OC}_2| = U_{огр}$).

В случае приема сигналов, флуктуирующих таким образом, что минимальная величина их даже после усиления в УПЧ остается ниже порога ограничения, а максимальная величина превышает его (рис. 105), на выходе приемника будут иметь место остаточные флуктуации амплитуд сигналов.

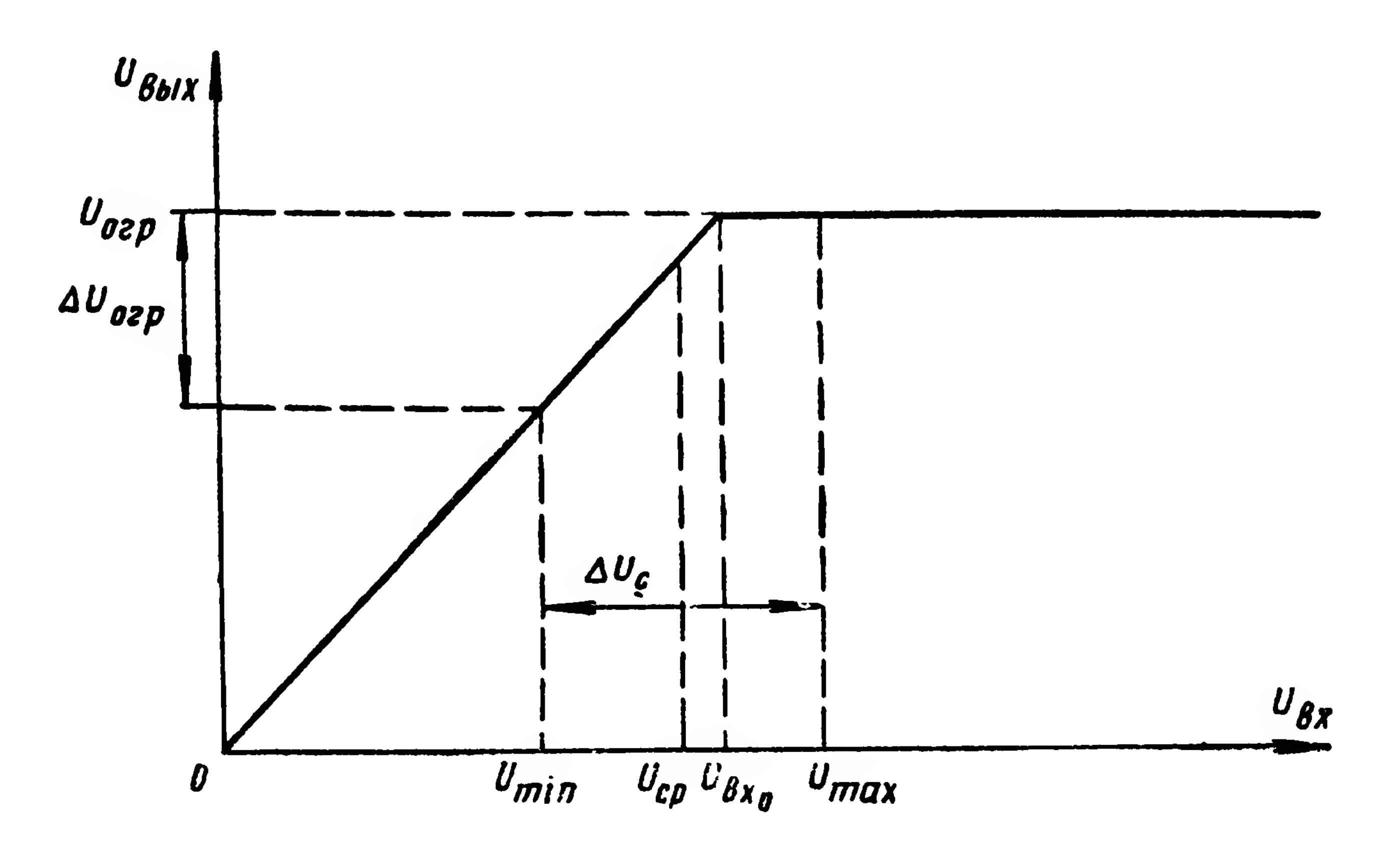


Рис. 105. К объяснению причины появления остаточных флуктуаций на выходе приемника

Пусть $U_{ср}$ — среднее значение амплитуды флуктуирующего сигнала, причем $\left|U_{ср} - \frac{\Delta U_c}{2}\right| < U_{вх_0}$, а $\left|U_{ср} + \frac{\Delta U_c}{2}\right| > U_{вх_0}$.

Абсолютная величина остаточных флуктуаций амплитуды такого сигнала после ограничения составляет

$$\Delta U_{огр} = \left[U_{вх_0} - \left(U_{ср} - \frac{\Delta U_c}{2}\right)\right] \frac{U_{огр}}{U_{вх_0}} \qquad (4.43)$$

при среднем значении амплитуды ограниченного сигнала, равном

$$U_{ср.огр} = U_{огр} - \frac{\Delta U_{огр}}{2} = \frac{1}{2}\left[U_{вх_0} + \left(U_{ср} - \frac{\Delta U_c}{2}\right)\right] \frac{U_{огр}}{U_{вх_0}}. \qquad (4.44)$$

Теперь нетрудно определить степень остаточных флуктуаций амплитуды сигнала:

$$\left|\frac{\Delta U_{\text{огр}}}{2U_{\text{ср.огр}}}\right| = \frac{U_{\text{вх}_0} - U_{\text{ср}}(1-m)}{U_{\text{вх}_0} + U_{\text{ср}}(1-m)}, \qquad (4.45)$$

где $m = \frac{\Delta U_{\text{с}}}{2U_{\text{ср}}}$ — степень амплитудных флуктуаций сигнала на входе приемника.

Добиться в широком диапазоне входных сигналов приемника абсолютно «плоского» ограничения, при котором амплитуда выходных сигналов не зависела бы от их величины на входе, почти невозможно. Поэтому остаточные флуктуации амплитуд сигналов происходят практически в любом приемнике с ограничением.

Рассмотрим возможные способы амплитудного ограничения сигналов на промежуточной частоте.

Амплитудный ограничитель с отсечкой анодного тока по схеме подобен обычному резонансному усилителю и отличается от него лишь режимом работы лампы: чтобы получить ограничение сигналов за счет отсечки анодного тока, лампа ограничителя ставится в режим насыщения анодного тока.

На рис. 106 изображена типовая перегрузочная характеристика обычного резонансного усилителя (кривая *1*).

Участок характеристики, соответствующий перегрузке усилителя, далеко не прямолинеен и тем более не параллелен оси абсцисс.

Увеличение анодного напряжения лампы дает существенное улучшение перегрузочной характеристики (кривая *2* на рис. 106). Однако при этом перегрузка лампы усилителя наступает при значительно большем сигнале на входе каскада ($U_{0_2} > U_{0_1}$). Следовательно, чтобы ограничение наступало при входных сигналах приемника сравнительно небольшой величины, потребуется дополнительное усложнение тракта усиления сигналов (увеличение числа каскадов).

При уменьшении напряжения на экранирующей сетке лампа усилителя перегружается при меньших входных сигналах ($U_{0_3} < U_{0_1}$), в то же время участок характеристики, соответствующий перегрузке усилителя, оказывается более плоским (кривая *3* на рис. 106).

Поэтому для получения достаточно «плоской» характеристики ограничения при сравнительно невысоком уровне выходных сигналов ограничителя на анод и экранирующую сетку лампы последнего подаются пониженные напряжения питания. Нижний предел этих напряжений определяется требуемой величиной выходных сигналов ограничителя.

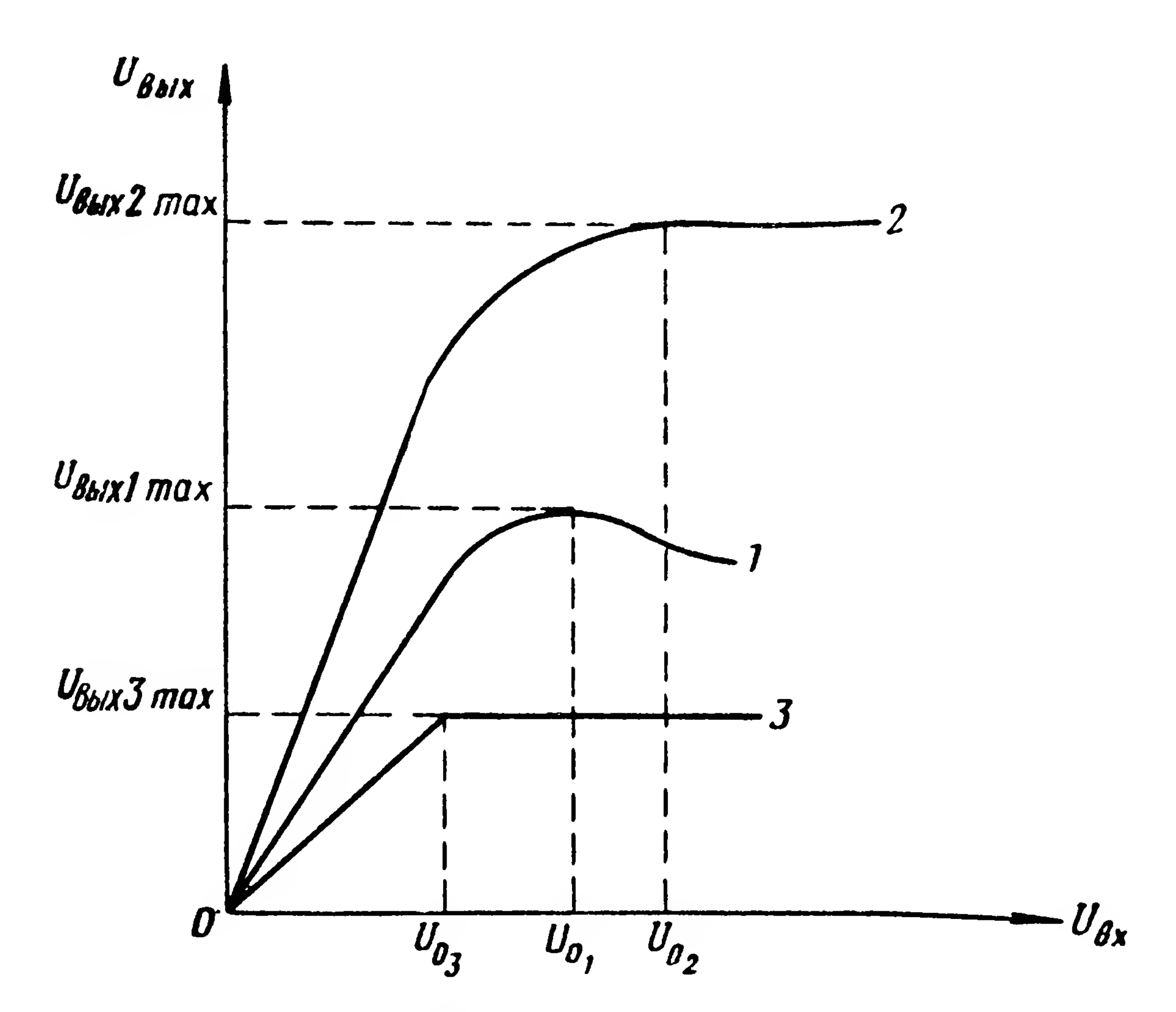


Рис. 106. Перегрузочные характеристики резонансного усилителя:

1 — типовая характеристика; *2* — перегрузочная характеристика при увеличении анодного напряжения лампы; *3* — перегрузочная характеристика при уменьшении напряжения на экранирующей сетке

Амплитуда выходного напряжения ограничителя, нагрузкой которого является включенный в анодную цепь настроенный фильтр, пропорциональна амплитуде первой гармоники анодного тока:

$$U_{вых} = kR_0 I_1, \qquad (4.46)$$

где k — коэффициент пропорциональности ($k = 1$ для фильтра в виде одиночного контура и $k = \frac{\beta}{1+\beta^2}$, где β — фактор связи, для фильтра в виде полосового контура);

R_0 — резонансное сопротивление контура;

I_1 — амплитуда первой гармоники анодного тока.

Величину первой гармоники анодного тока можно рассчитать при помощи динамической характеристики лампы в заданном режиме работы. Динамическая характеристика лампы ограничителя (рис. 107) с достаточной степенью точности может быть аппроксимирована тремя прямолинейными отрезками (ab, bc и cd).

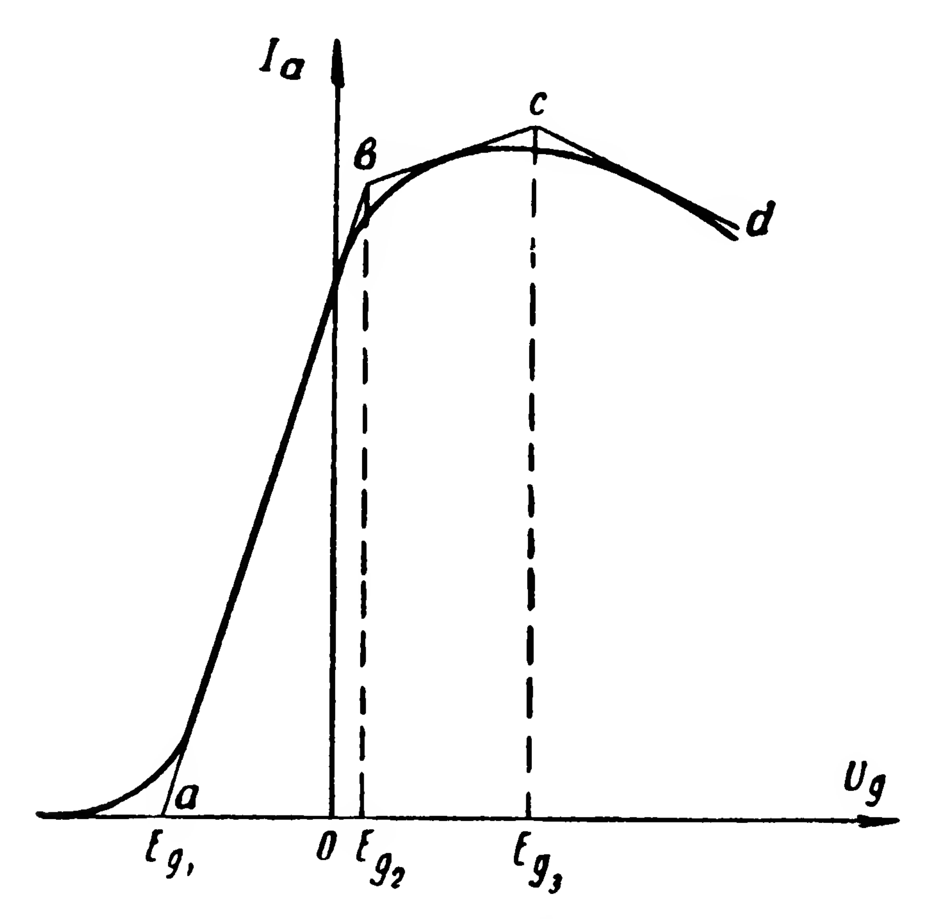


Рис. 107. Динамическая характеристика лампы ограничителя

В этом случае величина первой гармоники анодного тока будет определяться выражением:

$$I_1 = [S_1 \cdot Q(\Theta_1) - (S_1 - S_2) \cdot Q(\Theta_2) - - (S_2 - S_3) \cdot Q(\Theta_3)]\, U_{вх}, \tag{4.47}$$

где S_1, S_2, S_3 — крутизна отрезков ab, bc и cd с учетом знака;

$$Q(\Theta) = \frac{1}{\pi}\left(\Theta - \frac{1}{2}\sin 2\Theta\right);$$

Θ_1, Θ_2, Θ_3 — углы отсечки на соответствующих участках аппроксимированной характеристики.

$$\Theta = \arccos \frac{E_g - E_{см}}{U_{вх}},$$

где E_g — напряжение на сетке, соответствующее точкам перегиба характеристики лампы (E_{g_1}, E_{g_2}, E_{g_3});

$E_{см}$ — напряжение смещения на сетке лампы.

Динамическая характеристика лампы ограничителя может быть рассчитана для данной нагрузки и выбранного режима работы по статическим характеристикам лампы. Однако практически это не совсем удобно, так как процесс расчета занимает слишком много времени. Более целесообразно пренебречь реакцией нагрузки и приближенно оценить амплитуду первой гармоники анодного тока лампы ограничителя при помощи аппроксимированной статической характеристики.

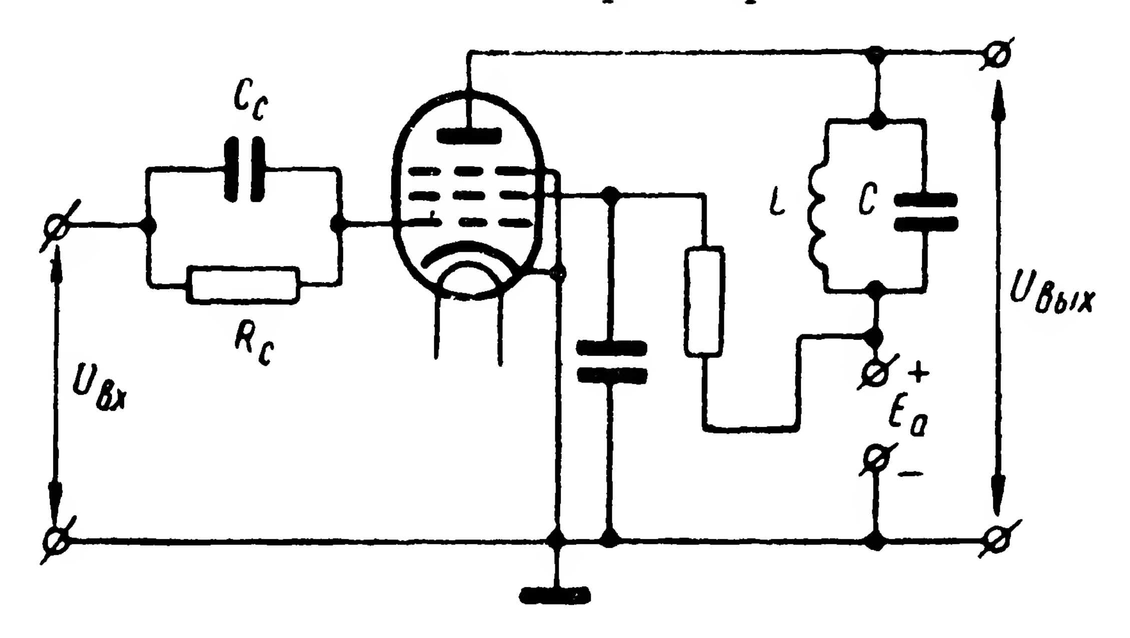


Рис. 108. Схема сеточного ограничителя

Формула (4.47) позволяет рассчитать амплитудную характеристику ограничителя с отсечкой анодного тока довольно точно.

Сеточный ограничитель. Амплитудное ограничение сигналов в сеточном ограничителе достигается за счет действия сеточного тока лампы: с появлением сеточного тока на управляющую сетку лампы ограничителя подается создаваемое им напряжение смещения, величина которого пропорциональна амплитуде входных сигналов. Для этой цели в сеточную цепь лампы ограничителя включаются параллельно соединенные сопротивление R_c и конденсатор C_c (рис. 108).

Входные сигналы сеточного ограничителя должны быть достаточно сильны, чтобы вызывать появление сеточного тока. Сеточный ток, протекая по сопротивлению R_c, создает на нем отрицательную относительно сет-

ки разность потенциалов. Конденсатор C_c заряжается до напряжения, равного этой разности потенциалов. По прекращении сеточного тока происходит медленный разряд конденсатора C_c через сопротовление R_c.

Таким образом, во время действия сигнала на входе ограничителя к управляющей сетке лампы оказывается приложенным отрицательное напряжение, создаваемое за счет сеточного тока на сопротивлении R_c. Если постоянная времени $R_c C_c \gg \frac{1}{f_0}$, где f_0 — несущая частота сигнала, то напряжение смещения на сетке лампы ограничителя, обусловленное сеточным током, пропорционально амплитуде входных сигналов.

С момента появления сеточного тока, несмотря на возможные изменения амплитуды входного сигнала, рост тока в анодной цепи лампы ограничителя резко замедляется, а при правильно выбранных параметрах схемы — вообще прекращается.

Приближенно можно считать, что изменение величины анодного тока лампы ограничителя происходит при изменениях напряжения на ее управляющей сетке в пределах между точкой запирания лампы и точкой возникновения сеточного тока. Эти пределы определяют так называемое эффективное напряжение раскачки сетки лампы ограничителя.

Если амплитуда подаваемых на вход ограничителя сигналов достаточна, чтобы вызвать появление сеточного тока, то величина эффективного напряжения раскачки сетки лампы ограничителя будет практически постоянна и независима от величины входных сигналов. Последнее утверждение справедливо при условии, что сопротивление R_c много больше сопротивления промежутка сетка — катод R_{gk} (в момент существования сеточного тока). При относительно небольшой величине сопротивления R_c эффективное напряжение раскачки сетки лампы несколько возрастает с увеличением амплитуды входных сигналов ограничителя.

Постоянство величины эффективного напряжения раскачки сетки лампы ограничителя не является достаточным условием обеспечения постоянного уровня выходных сигналов ограничителя. Поясним это положение.

Сеточный ограничитель при очень больших сигналах на его входе работает с отсечкой анодного тока. Изме-

нение амплитуды входного сигнала в этом случае вызывает соответствующее изменение угла отсечки анодного тока, в результате чего меняется соотношение между основной составляющей анодного тока, на которую настроен контур ограничителя, и гармоническими составляющими высших порядков. Таким образом, даже при постоянном эффективном напряжении раскачки сетки лампы ограничителя возможны существенные изменения

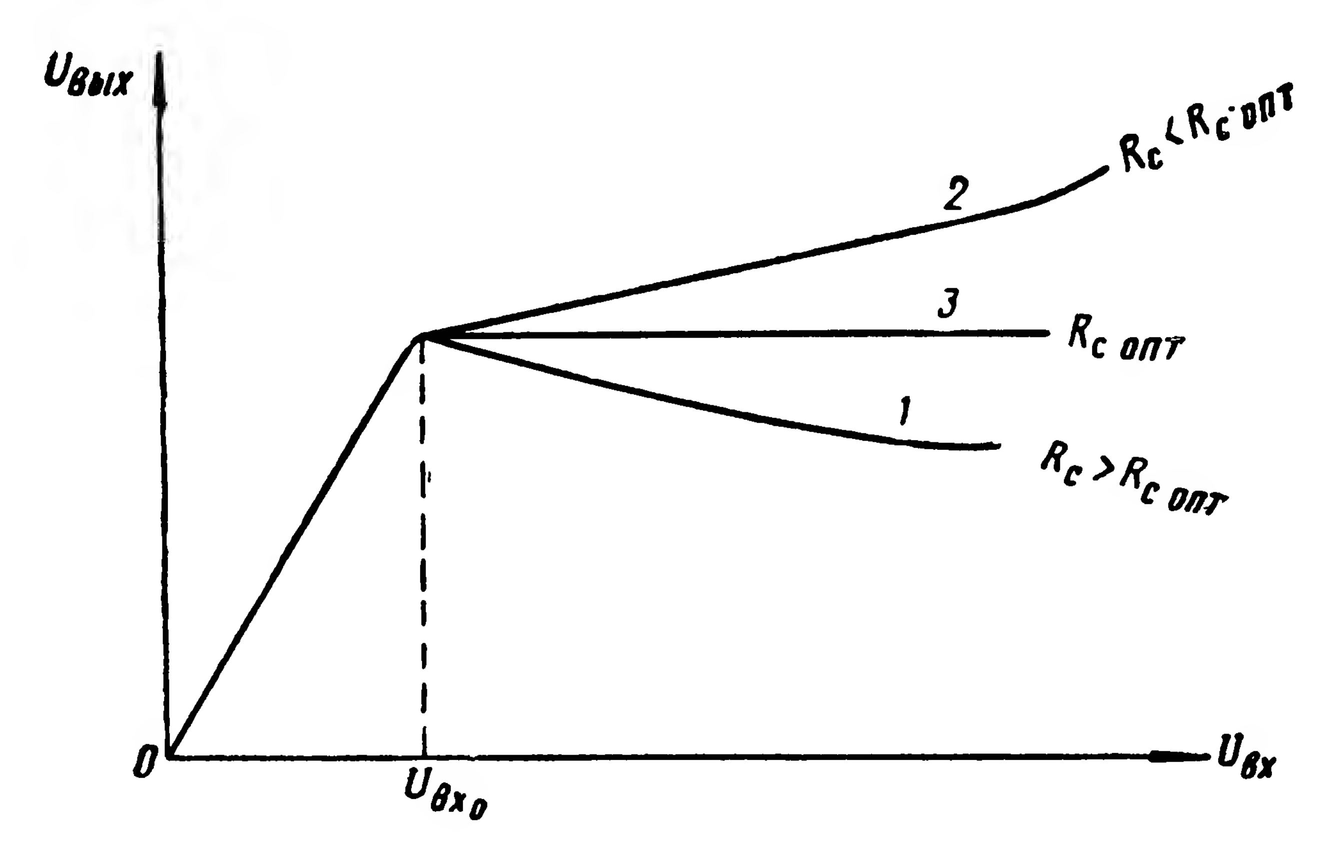


Рис. 109. Амплитудная характеристика ограничителя при различных значениях R_c

амплитуды ограниченных сигналов из-за изменения угла отсечки анодного тока. Характер этих изменений зависит от величины сопротивления R_c в сеточной цепи лампы.

Если сопротивление R_c сравнительно велико, то увеличение амплитуды входных сигналов ограничителя, не вызывая практически заметного роста анодного тока, приводит к значительному уменьшению угла отсечки последнего, в результате чего основная составляющая анодного тока, а следовательно, и амплитуда выходных сигналов ограничителя уменьшается (кривая *1* на рис. 109).

При малой величине сопротивления R_c связанное с увеличением амплитуды входных сигналов возрастание анодного тока лампы ограничителя становится более значительным. В то же время угол отсечки анодного тока изменяется в меньшей степени. В результате этого при увеличении амплитуды входных сигналов ограни-

чителя наблюдается рост выходных ограниченных сигналов (кривая *2* на рис. 109).

Приведенные рассуждения позволяют сделать вывод, что существует некоторое оптимальное значение величины сопротивления R_c, при котором изменение амплитуды входных сигналов ограничителя в широких пределах не приводит к нарушению постоянства уровня ограничения (кривая *3* на рис. 109).

При выборе величин элементов сеточной цепи ограничителя (R_c и C_c) учитываются два основных требования:

— постоянная времени R_cC_c должна быть много больше периода несущей частоты сигналов, чтобы обеспечивалась достаточная эффективность выработки напряжения смещения на сетку лампы ограничителя, пропорционального амплитуде входного сигнала:

$$R_cC_c \gg \frac{1}{f_0}; \qquad (4.48)$$

— постоянная времени R_cC_c должна быть меньше периода быстрых амплитудных флуктуаций входных сигналов, чтобы напряжение на конденсаторе C_c успевало отрабатывать изменения их амплитуды:

$$R_cC_c < \frac{1}{F_{фл}}, \qquad (4.49)$$

где $F_{фл}$ — частота амплитудных флуктуаций.

Так как величина сопротивления R_c выбирается, как правило, исходя из условия получения оптимальной характеристики ограничения, то основными расчетными соотношениями, определяющими величину емкости конденсатора C_c, являются неравенства (4.48) и (4.49). Однако при любых условиях величина емкости C_c должна намного превышать емкость «сетка лампы — земля» (C_{g_1}) во избежание значительного падения напряжения входных сигналов ограничителя на емкостном делителе $C_c — C_{g_1}$.

Эффективное напряжение раскачки сетки лампы ограничителя примерно равно абсолютной величине напряжения запирания лампы по управляющей сетке

$E_{g\,зап}$). Поэтому можно считать, что амплитудное ограничение сигналов в сеточном ограничителе происходит при

$$U_{вх} > \left| \frac{E_{g\,зап}}{2} \right|. \qquad (4.50)$$

Для удовлетворительной работы сеточного ограничителя необходимо, чтобы амплитуда сигналов на его входе несколько превышала заданный уровень ограничения (обычно в 1,5—2 раза).

Требуемый уровень ограничения сигналов обеспечивается выбором режима работы лампы ограничителя. Следует иметь в виду, что порог ограничения может быть уменьшен путем понижения питающих напряжений на аноде и экранирующей сетке лампы ограничителя.

В радиолокационных устройствах нашли применение ограничители смешанного типа, ограничение сигналов в которых осуществляется одновременно и за счет сеточного тока и за счет отсечки анодного тока.

Основные требования, предъявляемые к сеточному ограничителю, следующие:

— уровень ограничения сигналов должен быть постоянным и независимым от амплитуды сигналов на входе ограничителя;

— должно быть обеспечено необходимое быстродействие схемы регулирования коэффициента передачи каскада;

— влияние сеточного тока лампы ограничителя на нагрузку предыдущего каскада должно быть минимальным.

В однокаскадном ограничителе в полной мере удовлетворить одновременно эти довольно противоречивые требования невозможно. Поэтому очень часто применяются так называемые двухступенные ограничители, представляющие собой последовательное соединение двух обычных однокаскадных ограничителей.

При расчете первой ступени ограничения основное внимание уделяется обеспечению необходимого быстродействия схемы. Постоянная времени сеточной цепи первого каскада ограничителя выбирается сравнительно

небольшой, чтобы быстрые изменения амплитуды входного сигнала отрабатывались в первой ступени ограничения и не влияли на работу следующего каскада. Амплитудная характеристика первого каскада ограничителя из-за малой постоянной времени $R_c C_c$ не является «плоской», а несколько поднимается по мере увеличения амплитуды входных сигналов. Диапазон амплитудных изменений входных сигналов второго каскада ограничителя оказывается в определенной степени «сжатым».

Вторая ступень ограничения рассчитывается исключительно из условия обеспечения постоянства амплитуды выходных сигналов ограничителя.

Шунтирующий диодный ограничитель. Постоянство и независимость амплитуды выходных сигналов усилителя от их величины на входе его принципиально можно обеспечить путем соответствующего изменения сопротивления нагрузки усилителя.

Напомним, что амплитуда сигналов на выходе резонансного усилителя, контур которого непосредственно включен в анодную цепь его лампы, при резонансе равна

$$U_{вых} = SR_0 U_{вх}, \tag{4.51}$$

где S — крутизна анодно-сеточной характеристики лампы;

R_0 — резонансное сопротивление контура.

Если при уменьшении (или увеличении) сигналов на входе усилителя пропорционально увеличивается (или уменьшается) сопротивление анодной нагрузки усилителя, то амплитуда выходных сигналов остается неизменной.

Чтобы уровень ограничения сигналов не зависел от величины их на входе усилителя и оставался постоянным во время работы, сопротивление анодной нагрузки лампы усилителя должно изменяться по следующему закону:

$$R_н = \begin{cases} R_0 \quad \text{при } U_{вх} \leqslant U_{вх_0}; \\ \dfrac{U_{огр}}{SU_{вх}} = \text{const} \times \dfrac{1}{U_{вх}} \quad \text{при } U_{вх} > U_{вх_0}. \end{cases} \tag{4.52}$$

Зависимость (4.52) графически представлена на рис. 110.

Изменение сопротивления нагрузки усилителя, достаточно близкое к требуемому, можно получить под-

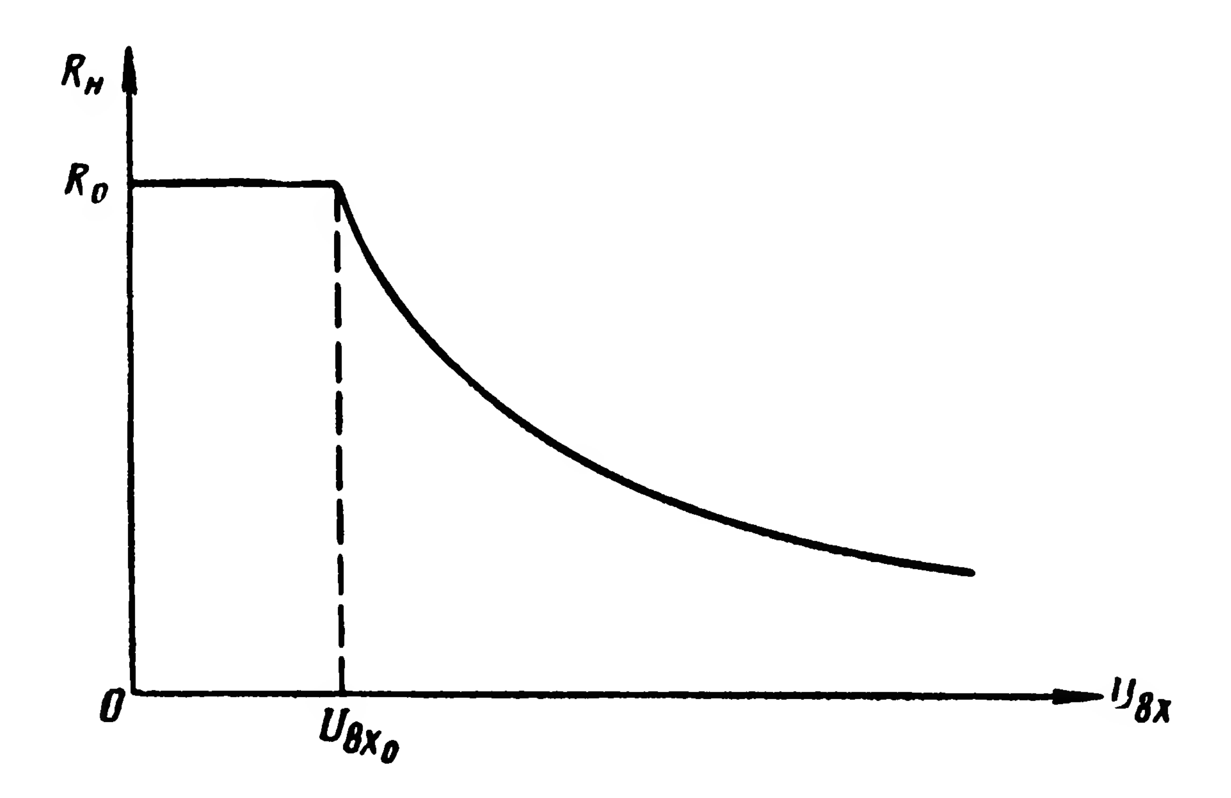


Рис. 110. Характер изменения сопротивления анодной нагрузки, при котором амплитуда выходных сигналов остается постоянной

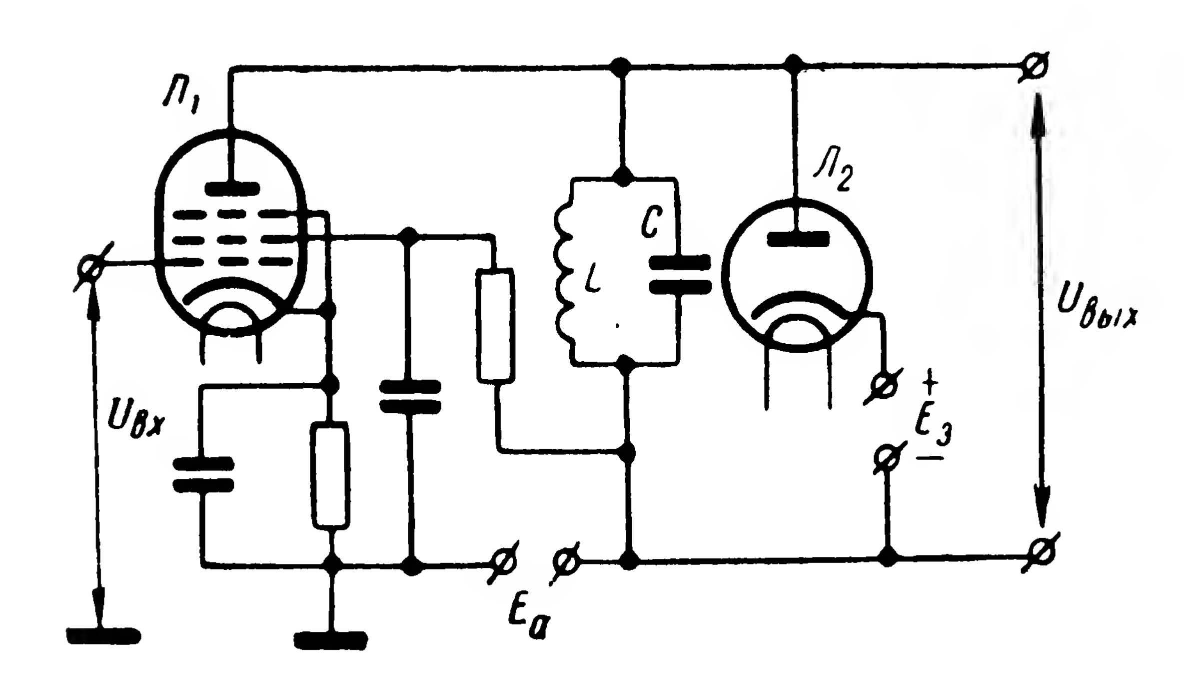


Рис. 111. Схема шунтирующего диодного ограничителя

ключив параллельно контуру усилителя диодный ограничитель с задержкой (рис. 111).

До тех пор пока сигналы на входе усилителя сравнительно невелики ($U_{вх} \leqslant U_{вх_0}$), так что развиваемое на нагрузке напряжение не способно открыть диод $Л_2$,

происходит линейное усиление их (участок $0a$ на рис. 112):

$$U_{\text{вых}} = SR_{\text{н}}U_{\text{вх}}, \quad R_{\text{н}} = R_0 = \text{const}.$$

По достижении сигналами величины, превышающей напряжение задержки $E_{\text{з}}$, диод $Л_2$ открывается и через него проходят синусоидальные импульсы с углом отсечки

$$\Theta = \arc\cos \frac{E_{\text{з}}}{U_{\text{c}}}, \tag{4.53}$$

где U_{c} — амплитуда усиленного сигнала.

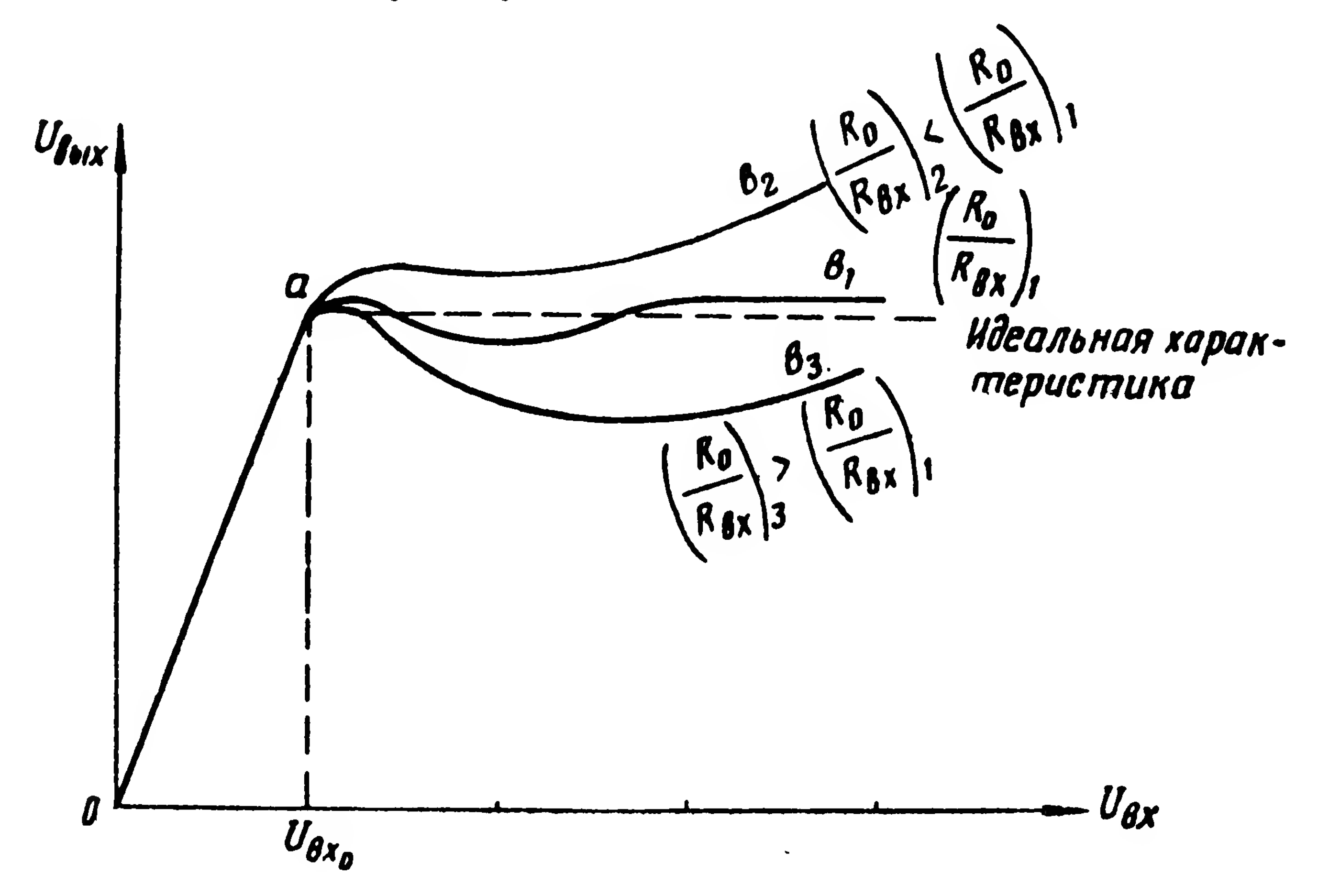


Рис. 112. Амплитудные характеристики усилителя при различных значениях $\frac{R_0}{R_{\text{вх}}}$

Таким образом, диод $Л_2$ в открытом состоянии оказывает шунтирующее действие на анодный контур усилителя. Степень шунтирования определяется величиной входного сопротивления диодного ограничителя.

$$R_{\text{вх.д}} = \frac{\pi}{S(\Theta - \sin\Theta\cos\Theta)}. \tag{4.54}$$

Из выражений (4,54) и (4,53) видно, что возрастание амплитуды сигналов приводит к уменьшению входного сопротивления диода $Л_2$. При этом скорость изме-

нения входного сопротивления диода $Л_2$ по мере увеличения амплитуды входных сигналов усилителя постепенно уменьшается (рис. 113).

Кривые зависимости $R_н = f(U_{вх})$, приведенные на рис. 114, позволяют судить о характере изменения экви-

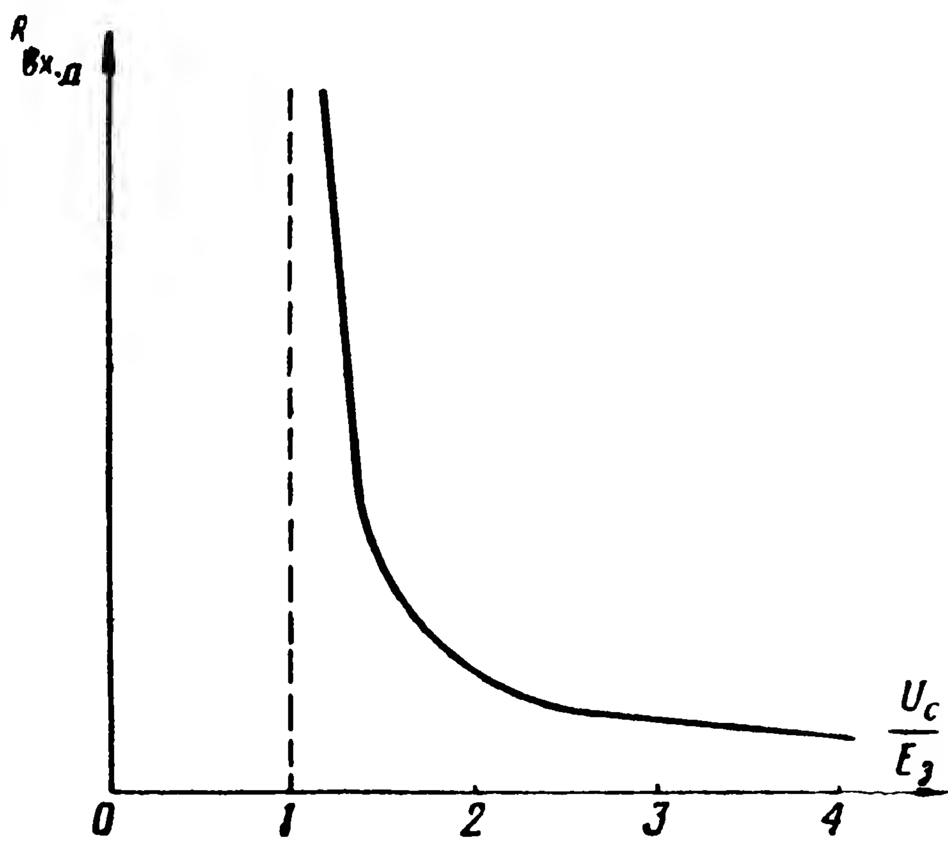


Рис. 113. Изменение входного сопротивления диода в зависимости от величины амплитуды входных сигналов усилителя

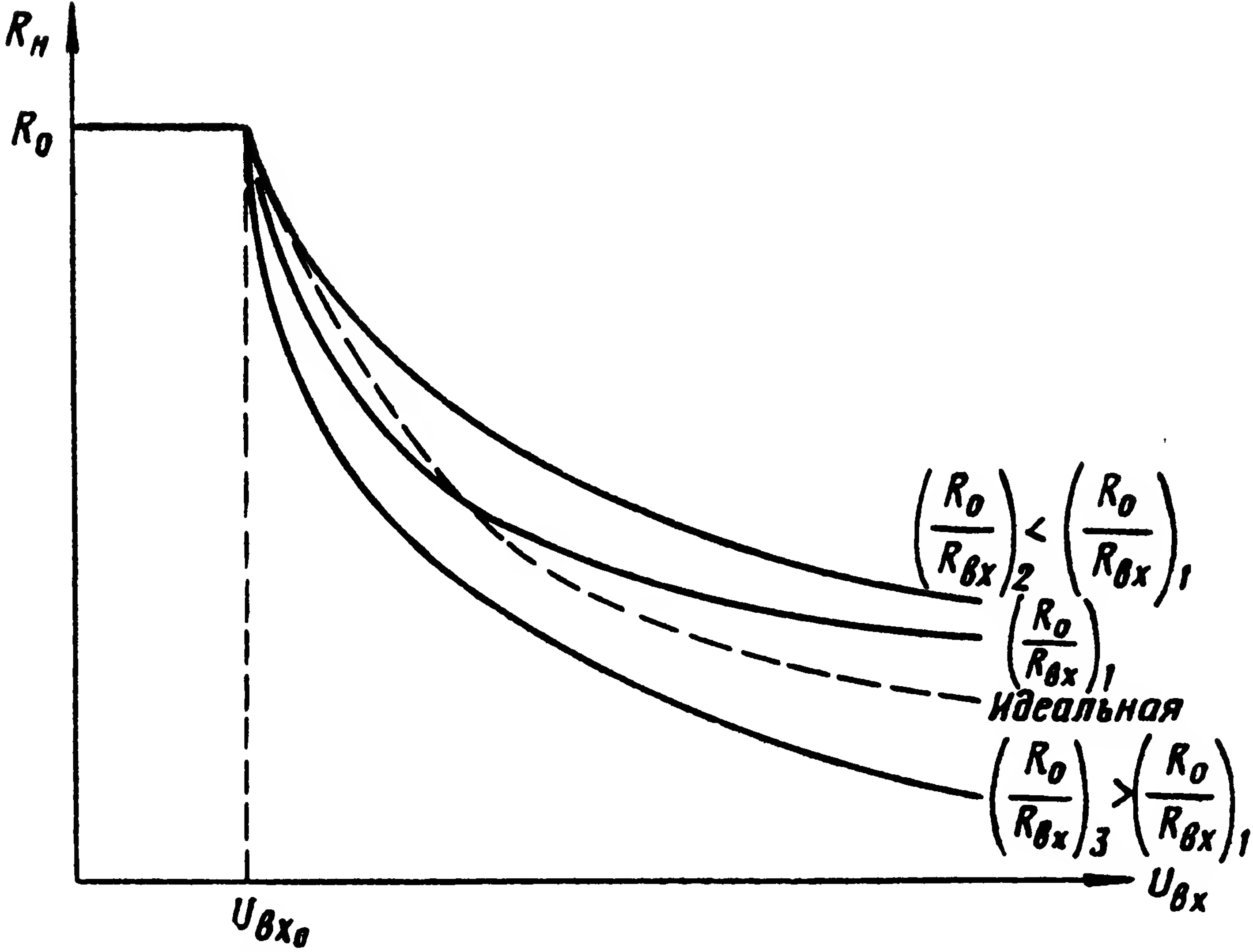


Рис. 114. Характер изменения сопротивления анодной нагрузки усилителя в зависимости от величины входного напряжения

валентного сопротивления нагрузки усилителя при различных соотношениях между величинами входного сопротивления диода и резонансного сопротивления контура.

С момента возникновения тока диода $Л_2$ линейное усиление входных сигналов усилителя прекращается, далее происходит амплитудное ограничение их в той или иной степени (участки ab_1, ab_2, ab_3 на рис. 112).

Следует отметить, что получить достаточно «плоское» ограничение в широком диапазоне входных сигналов усилителя при помощи шунтирующего диодного ограничителя не представляется возможным, так как зависимость $R_н = f(U_{вх})$ при любых соотношениях между $R_{вх. д.}$ и R_0 заметно отличается от требуемой условием (4.52).

4. Устранение эффекта движения некоторых источников мешающих отражений

До сих пор предполагалось, что при приеме мешающих отражений разность фаз сравниваемых в фазовом детекторе напряжений мешающего сигнала (от неподвижного объекта) и когерентного гетеродина остается неизменной от периода к периоду повторения импульсов:

$$\psi(t) = \varphi_{кг}(t) - \varphi_{но}(t) = \text{const}.$$

В действительности большинство источников мешающих отражений изменяют во времени свое положение и ориентацию относительно радиолокационной станции, вследствие чего отраженные от них сигналы флуктуируют не только по амплитуде, но и по фазе.

Особую опасность представляют перемещающиеся в пространстве под действием ветра источники мешающих отражений: искусственные пассивные помехи, облака, осадки и т. п. После подавления сигналов, отраженных от неподвижных объектов, на экранах индикаторов, кроме полезных сигналов от движущихся целей, наблюдаются мешающие сигналы, возникающие в результате движения отдельных частей неподвижного отражающего объекта под действием внешних факторов или в результате перемещения в пространстве самого источника мешающих отражений.

Фаза сигналов, отраженных от перемещающегося в пространстве в определенном направлении облака поло-

сок (или другого источника мешающих отражений), непрерывно меняется:

$$\varphi_{пом}(t) = \omega_0 \left[t - \frac{2(d_{0пом} \pm v_{r пом} t)}{c} \right] + \varphi. \qquad (4.55)$$

Следовательно, разность фаз сравниваемых сигналов на входе фазового детектора в этом случае не будет оставаться неизменной от цикла к циклу работы станции; появится составляющая, пропорциональная радиальной скорости перемещения облака полосок:

$$\psi(t)_{пом} = (\omega_{кг} - \omega_c)\,t + \varphi_p \pm \frac{2v_{r пом} t}{c}\,\omega_c \qquad (4.56)$$

или

$$\psi(t)_{пом} = (\omega_{кг} - \omega_c)\,t + \varphi_p \pm \Omega_{д\,пом} t, \qquad (4.57)$$

где ω_c — несущая частота сигнала помехи, соответствующая частоте сравнения напряжений в фазовом детекторе;

φ_p — разность начальных фаз сравниваемых сигналов.

Таким образом, сигналы, отраженные от перемещающегося в пространстве облака металлических полосок, на выходе фазового детектора оказываются подобно сигналам от движущихся целей промодулированными частотой Допплера. Мешающие сигналы такого рода без принятия специальных мер компенсации не поддаются. Необходимые меры защиты от проникновения их на экраны индикаторов должны быть приняты до фазового детектирования сигналов.

Чтобы исключить возможность появления на выходе фазового детектора амплитудной модуляции сигналов от перемещающегося облака полосок, необходимо обеспечить неизменность разности фаз сравниваемых напряжений на входе фазового детектора от периода к периоду повторения импульсов. Это можно достигнуть только изменением фазы когерентного напряжения, аналогичным изменению фазы отраженного сигнала:

$$\varphi_{кг}(t) = \omega_{кг} t + \varphi_{кг} \pm \Omega_{д пом} t. \qquad (4.58)$$

Действительно, если фаза напряжения когерентного гетеродина изменяется в каждом периоде повторения

импульсов в соответствии с радиальной скоростью движения источника помех (4.58), то разность фаз напряжений сигнала и когерентного гетеродина в каждом цикле работы станции остается для данного отражающего объекта неизменной. Вместе с тем фаза сигналов от местных предметов, являющихся неподвижными относительно радиолокационной станции, в каждом периоде повторения импульсов также смещается на величину вводимой поправки $\pm\Omega_{дпом}t$, в результате чего «пачки» отраженных от них сигналов на выходе фазового детектора будут промодулированы по амплитуде частотой Допплера. Другими словами, местные предметы оказываются как бы движущимися относительно радиолокационной станции с радиальной скоростью $v_{r пом}$. Сигналы, отраженные от местных предметов, станут видны на экранах индикаторов.

Фазы сигналов, отраженных от движущихся целей, также получают поправку $\pm\Omega_{дпом}t$, в результате чего фазовая флуктуация этих сигналов теперь уже будет соответствовать не действительной радиальной скорости движения целей, а радиальной скорости $v_{rц} \mp v_{r пом}$.

Начальная фаза сигнала когерентного гетеродина «навязывается» фазирующим импульсом передатчика радиолокационной станции. Поэтому изменение фазы когерентного напряжения от цикла к циклу работы станции возможно только за счет изменения частоты когерентного гетеродина:

$$\omega'_{кг} = \omega_{кг} \pm \Omega_{дпом}. \tag{4.59}$$

Некоторые способы введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина рассмотрены ниже.

Введение частотной поправки Допплера непосредственным изменением частоты когерентного гетеродина

Блок-схема устройства введения поправки Допплера путем непосредственного изменения частоты когерентного гетеродина приведена на рис. 115.

Управление частотой когерентного гетеродина осуществляется при помощи реактивной лампы, которая включается параллельно контуру когерентного гетеро-

дина и выполняет роль переменной реактивной составляющей его проводимости.

На рис. 116 показан один из наиболее распространенных вариантов схемы с реактивной лампой.

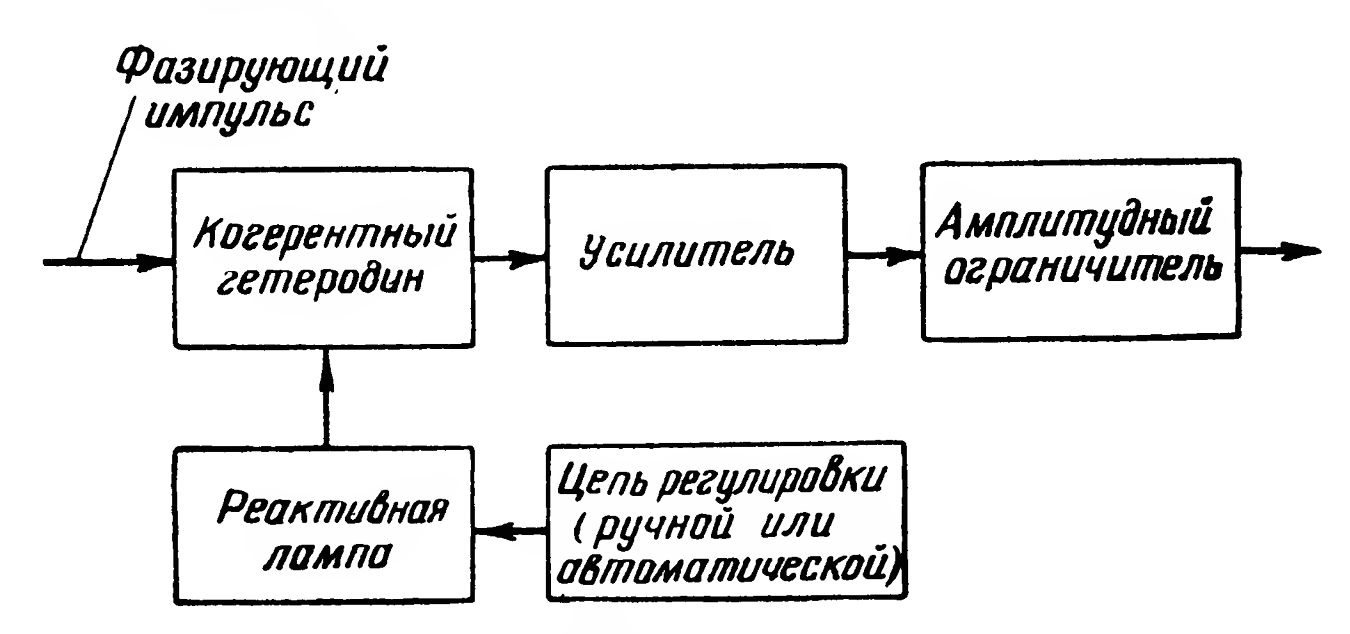


Рис. 115. Блок-схема устройства введения поправки Допплера путем непосредственного изменения частоты когерентного гетеродина

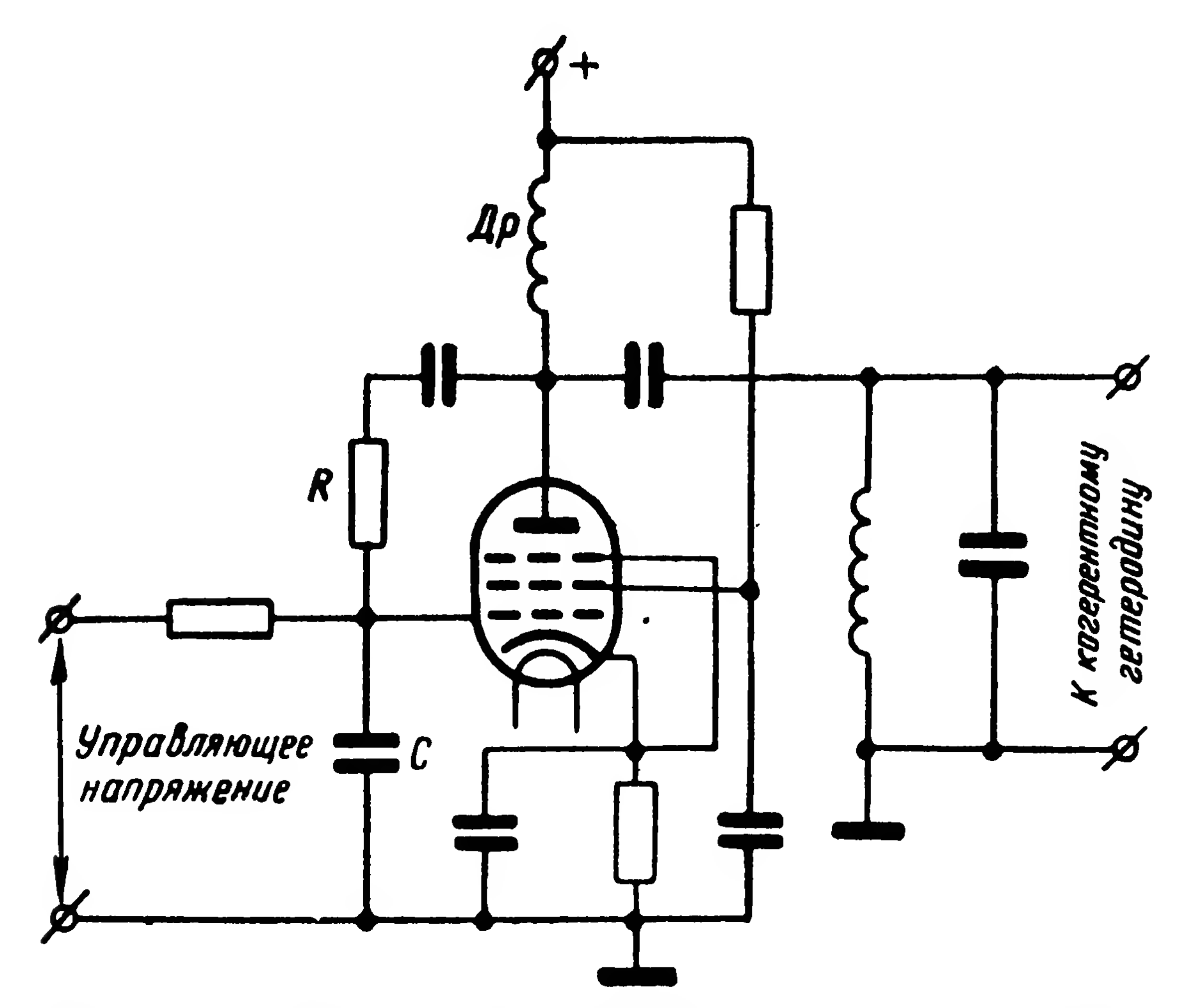


Рис. 116. Схема с реактивной лампой для управления частотой когерентного гетеродина

Напряжение между сеткой и катодом ($U_{gк}$) реактивной лампы является частью напряжения на контуре гетеродина. Фазосдвигающая цепь RC вызывает сдвиг напряжения $U_{gк}$ относительно напряжения на контуре когерентного гетеродина ($U_{кг}$) на 90°. Анодный ток реак-

тивной лампы оказывается также сдвинутым на 90° относительно напряжения $U_{кг}$. Поэтому реактивная лампа в точках подключения ее к контуру когерентного гетеродина представляет собой индуктивное или емкостное сопротивление в зависимости от направления сдвига фазы напряжения между сеткой и катодом относительно фазы напряжения на контуре когерентного гетеродина (на рис. 116 фаза напряжения $U_{gк}$ отстает от фазы напряжения $U_{кг}$ и поэтому реактивная лампа эквивалентна включению индуктивности параллельно контуру когерентного гетеродина).

Если фаза напряжения $U_{gк}$ сдвинута относительно фазы напряжения $U_{кг}$ на 90°, то реактивная составляющая проводимости, создаваемая реактивной лампой, в первом приближении равна $\frac{j\omega RC}{S}$, где S — крутизна характеристики реактивной лампы.

Таким образом, регулируя смещение на управляющей сетке реактивной лампы и тем самым крутизну характеристики лампы, можно изменять реактивную составляющую проводимости контура когерентного гетеродина, а следовательно, и генерируемую когерентным гетеродином частоту.

Величина изменения частоты когерентного гетеродина под влиянием реактивной лампы зависит от величины изменения крутизны реактивной лампы и соотношения реактивных сопротивлений лампы и контура когерентного гетеродина:

$$\omega_{кг} \approx \frac{1}{\sqrt{LC\left(1 - \frac{SL}{RC}\right)}}, \qquad (4.60)$$

где L и C — индуктивность и емкость контура когерентного гетеродина.

Если фазовый сдвиг между напряжениями $U_{gк}$ и $U_{кг}$ равен не точно 90°, то в контур когерентного гетеродина со стороны реактивной лампы вносится некоторое активное сопротивление, величина которого зависит от крутизны реактивной лампы и величины фазового сдвига между напряжениями $U_{gк}$ и $U_{кг}$.

Вследствие наличия сильной связи между контуром когерентного гетеродина и реактивной лампой снижает-

ся стабильность частоты когерентного гетеродина. Кроме того, при перестройке частоты когерентного гетеродина изменяется амплитуда его выходного напряжения, что может отразиться на работе фазового детектора (меняется соотношение амплитуд сравниваемых сигналов). Для поддержания постоянства уровня сигнала когерентного гетеродина необходимо ввести амплитудное ограничение в канале когерентного напряжения.

Перечисленные недостатки способа введения частотной поправки Допплера путем непосредственного изменения частоты когерентного гетеродина делают его малопригодным.

Введение частотной поправки Допплера путем «смешивания» частот когерентного гетеродина и низкочастотного генератора

Принципиально поправка Допплера на частоту когерентного гетеродина может быть введена путем выделения одной из боковых частот, образующихся в результате биения частот когерентного гетеродина и низкочастотного генератора ($f_{\text{кг}} + F_{\text{дпом}}$ или $f_{\text{кг}} - F_{\text{дпом}}$ в зависимости от направления движения отражающего объекта).

Блок-схема такого устройства компенсации эффекта движения источника мешающих отражений приведена на рис. 117.

Пределы перестройки низкочастотного генератора должны перекрывать весь возможный (для данной ра-

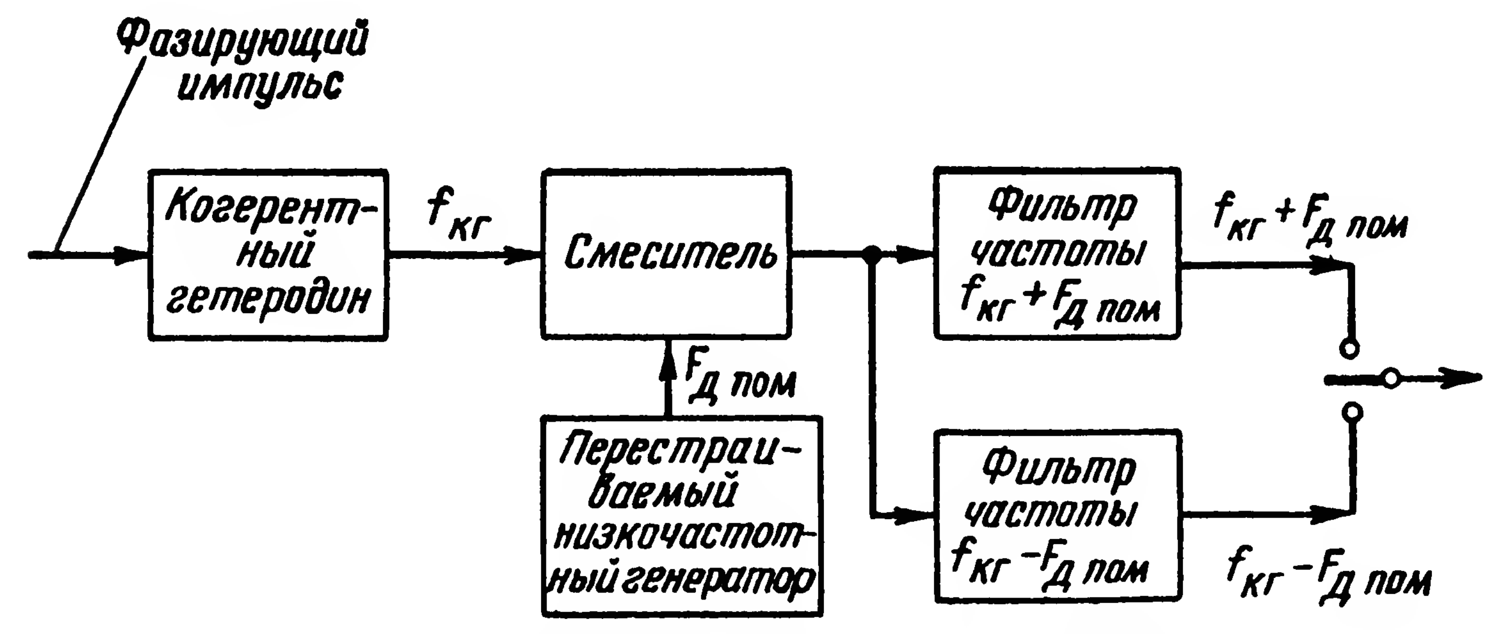


Рис. 117. Блок-схема устройства компенсации эффекта движения источника мешающих отражений с использованием низкочастотного генератора

диолокационной станции) при мешающих отражениях диапазон частот Допплера.

Способ введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина путем «смешивания» частот когерентного гетеродина и низкочастотного генератора практически непригоден, так как выделение одной из боковых частот, образующихся при биении упомянутых частот,— задача технически чрезвычайно сложная в силу того, что селектируемая частота отличается от частоты когерентного гетеродина очень незначительно.

Введение частотной поправки Допплера при помощи фазовой модуляции когерентного напряжения низкой частотой

Фазовый модулятор устройства введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина состоит из четырех каскадов с общей анодной нагрузкой (рис. 118).

Напряжение когерентного гетеродина подается на высокочастотный фазорасщепитель, имеющий четыре выхода со сдвигом фаз 0, 90, 180 и 270°.

Напряжение низкочастотного генератора поступает на низкочастотный фазорасщепитель, имеющий также четыре выхода со сдвигом фаз 0, 90, 180 и 270°.

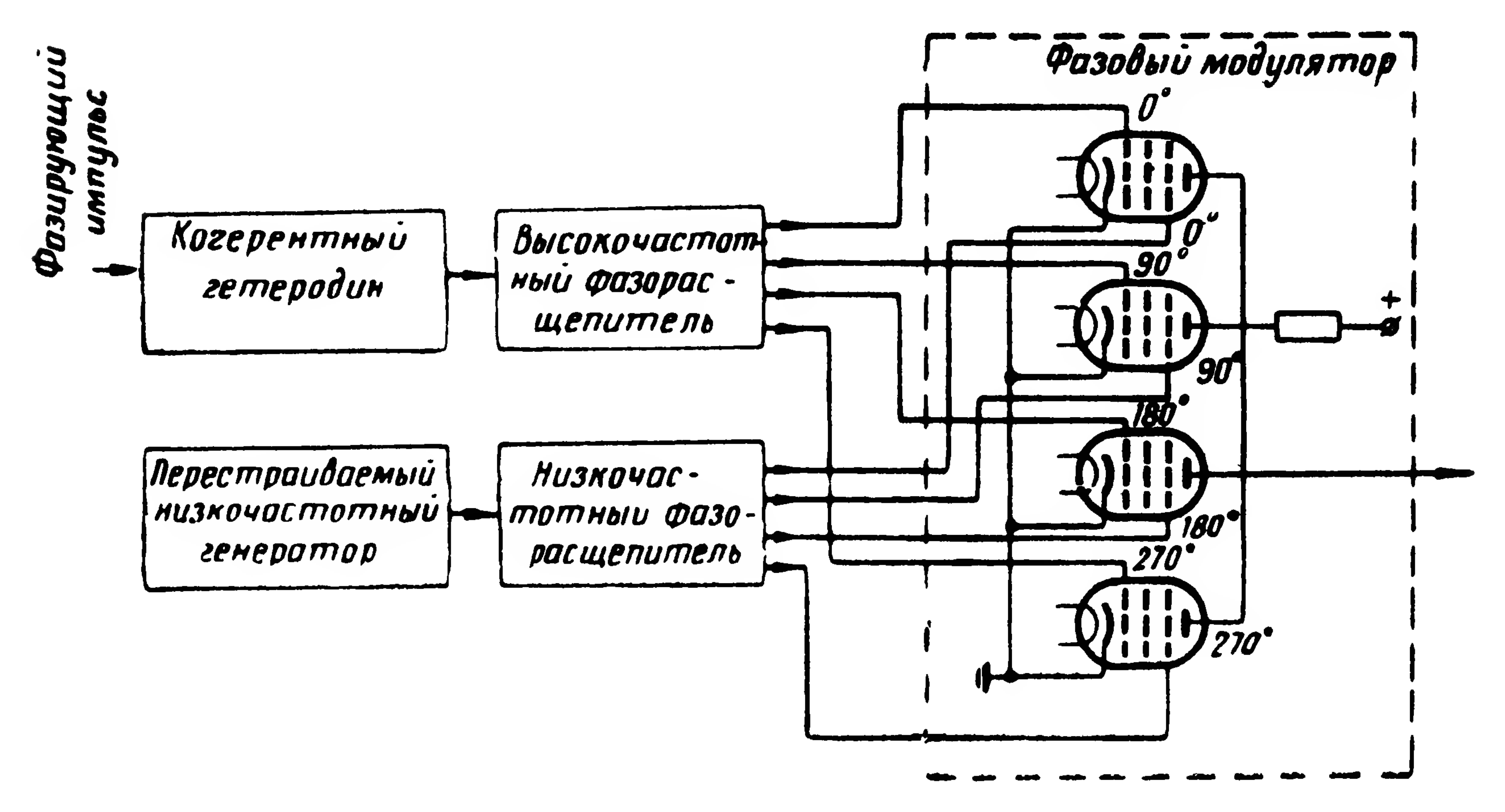


Рис. 118. Схема фазового модулятора устройства введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина

На управляющие сетки ламп фазового модулятора подаются когерентные напряжения с высокочастотного фазорасщепителя:

$$\left.\begin{aligned} u_{\text{ycI}} &= U_{m\text{ycI}} \sin \omega_{\text{кг}} t, \\ u_{\text{ycII}} &= U_{m\text{ycII}} \sin (\omega_{\text{кг}} t + 90^\circ) = U_{m\text{ycII}} \cos \omega_{\text{кг}} t, \\ u_{\text{ycIII}} &= U_{m\text{ycIII}} \sin (\omega_{\text{кг}} t + 180^\circ) = \\ &= -U_{m\text{ycIII}} \sin \omega_{\text{кг}} t, \\ u_{\text{ycIV}} &= U_{m\text{ycIV}} \sin (\omega_{\text{кг}} t + 270^\circ) = \\ &= -U_{m\text{ycIV}} \cos \omega_{\text{кг}} t, \end{aligned}\right\} \quad (4.61)$$

а на пентодные сетки — напряжения низкой частоты с низкочастотного фазорасщепителя:

$$\left.\begin{aligned} u_{\text{пcI}} &= U_{m\text{пcI}} \sin \Omega_{\text{дпом}} t, \\ u_{\text{пcII}} &= U_{m\text{пcII}} \sin (\Omega_{\text{дпом}} t + 90^\circ) = \\ &= -U_{m\text{пcII}} \cos \Omega_{\text{дпом}} t, \\ u_{\text{пcIII}} &= U_{m\text{пcIII}} \sin (\Omega_{\text{дпом}} t + 180^\circ) = \\ &= -U_{m\text{пcIII}} \sin \Omega_{\text{дпом}} t, \\ u_{\text{пcIV}} &= U_{m\text{пcIV}} \sin (\Omega_{\text{дпом}} t + 270^\circ) = \\ &= -U_{m\text{пcIV}} \cos \Omega_{\text{дпом}} t. \end{aligned}\right\} \quad (4.62)$$

Анодные токи ламп фазового модулятора при этом будут соответственно равны:

$$\left.\begin{aligned} i_{a\text{I}} &= I_{m\text{I}} (1 + m_1 \sin \Omega_{\text{дпом}} t) \sin \omega_{\text{кг}} t, \\ i_{a\text{II}} &= I_{m\text{II}} (1 + m_2 \cos \Omega_{\text{дпом}} t) \cos \omega_{\text{кг}} t, \\ i_{a\text{III}} &= I_{m\text{III}} (1 - m_3 \sin \Omega_{\text{дпом}} t) \sin \omega_{\text{кг}} t, \\ i_{a\text{IV}} &= I_{m\text{IV}} (1 - m_4 \cos \Omega_{\text{дпом}} t) \cos \omega_{\text{кг}} t. \end{aligned}\right\} \quad (4.63)$$

При $U_{m\text{ycI}} = U_{m\text{ycII}} = U_{m\text{ycIII}} = U_{m\text{ycIV}}$, $U_{m\text{пcI}} = U_{m\text{пcII}} = U_{m\text{пcIII}} = U_{m\text{пcIV}}$ и полной идентичности параметров ламп фазового модулятора ток, протекающий в общей цепи анодной нагрузки фазового модулятора:

$$i_{\text{рез}} = 2mI_m \cos (\omega_{\text{кг}} - \Omega_{\text{дпом}}) t, \quad (4.64)$$

а когерентное напряжение, снимаемое с общей анодной нагрузки:

$$u_{\text{кг}} = U_{m\text{кг}} \cos (\omega_{\text{кг}} - \Omega_{\text{дпом}}) t. \quad (4.65)$$

Недостатки такого способа введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина следующие:

— наличие перестраиваемого низкочастотного генератора, стабильность частоты которого невысока;

— необходимость подстройки фазорасщепляющей цепочки при изменении частоты соответствующего генератора (в противном случае в анодной нагрузке фазового модулятора появляются токи паразитных частот).

Введение поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина путем двойного «смешивания» частот

Блок-схема устройства введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина путем двойного «смешивания» частот представлена на рис. 119.

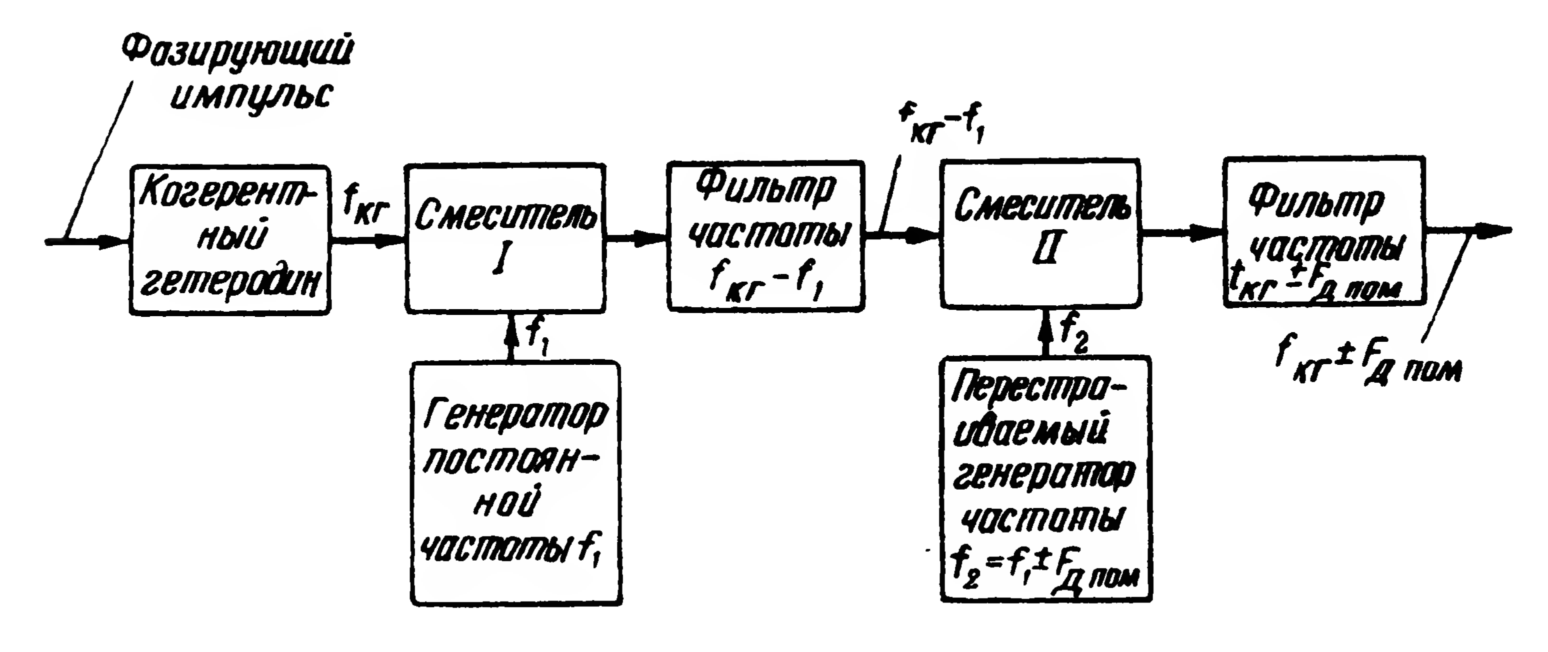


Рис. 119. Блок-схема устройства введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина путем двойного «смешивания» частот

В смесителе *I* происходит первое «смешивание» частот: на смеситель подаются сигналы когерентного гетеродина (рис. 120, *а*) и генератора постоянной частоты f_1 (рис. 120, *б*).

Из ряда комбинационных частот, образующихся при биении частот $f_{кг}$ и f_1 (рис. 120, *в*), фильтр (амплитудно-частотная характеристика показана на рис. 120, *г*) выделяет частоту $f_{кг}-f_1$ (рис. 120, *д*).

В смесителе *II* осуществляется второе «смешивание» частот: частоты $f_{кг}-f_1$ и частоты f_2 перестраиваемого генератора (рис. 120, *е*). В результате биения частот

$f_{кг} - f_1$ и f_2 также образуется ряд комбинационных частот (рис. 120, *ж*), из которых фильтр (амплитудно-частотная характеристика показана на рис. 120, *з*)

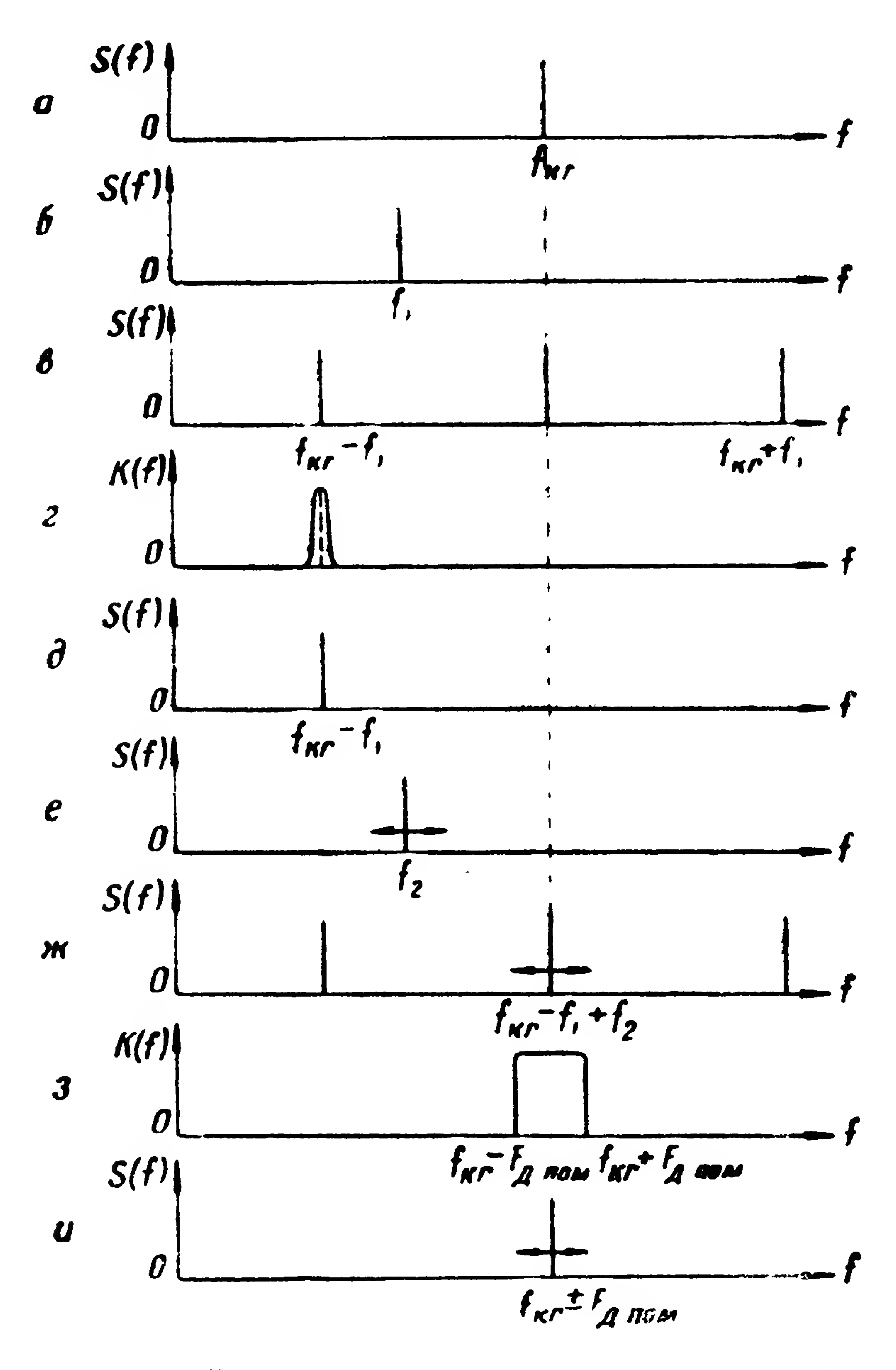


Рис. 120. Графики, поясняющие принцип введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина путем двойного «смешивания» частот

пропускает только частоту $f_{кг} - f_1 + f_2 = f_{кг} \pm F_{Д\,пом}$ (рис. 120, *и*).

Очевидно, что последний способ введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина наиболее

надежен и эффективен. Поэтому он получил широкое практическое применение.

Недостаток рассмотренного способа введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина — некоторая громоздкость устройства введения частотной поправки Допплера (два отдельных генератора, два смесителя с фильтрами).

В наземных радиолокационных станциях схемы введения поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина обычно называют «схемами компенсации ветра», так как основной причиной, вызывающей перемещение в пространстве источника мешающих отражений или отдельных частей его, является ветер.

Особенности защиты радиолокационной станции от воздействия широкополосной пассивной помехи

В гл. I указывалось, что полоса пассивной помехи, создаваемой металлизированными полосками, зависит от их радиальной скорости перемещения в пространстве относительно радиолокационной станции:

$$\Delta f_{пом} = 5 \frac{\bar{v}_r}{\lambda}.$$

Радиальные скорости полосок в облаке протяженной по дальности помехи неодинаковы и зависят при прочих равных условиях от направления ветра и текущего азимута облака помехи:

$$v_{r пом} = v_{0 пом} \cos(q + \beta), \qquad (4.66)$$

где $v_{0пом}$ — скорость перемещения полосок в направлении ветра;

q — «курсовой угол» ветра относительно радиолокационной станции, определяемый аналогично курсовому углу цели.

Если радиальные скорости полосок в облаке помех изменяются в пределах от v_{r1} до v_{r2}, то для подавления мешающих отражений от такого облака полосок необходимо скомпенсировать диапазон допплеровских частот, равный

$$\Delta F_д = \frac{2v_{r2}}{\lambda} - \frac{2v_{r1}}{\lambda}.$$

Для компенсации широкополосной пассивной помехи необходимо расширять зоны подавления гребенчатых фильтров или при череспериодном методе компенсации применять многократное вычитание сигналов помехи.

При протяженной по дальности пассивной помехе компенсация ее может быть достигнута путем изменения вводимой на частоту когерентного гетеродина поправки Допплера в зависимости от угла поворота антенны радиолокационной станции. В качестве сигнала, управляющего частотой когерентного гетеродина, можно использовать выпрямленное напряжение сельсин-трансформатора или выходное напряжение потенциометра угла поворота. Управляющее напряжение подается в качестве напряжения смещения на сетку реактивной лампы, при помощи которой и достигается изменение частоты когерентного гетеродина.

5. Способы борьбы со «слепыми» скоростями систем селекции движущихся целей

Как было показано выше, обнаружение целей, движущихся с радиальными скоростями, близкими к «слепым» скоростям системы селекции движущихся целей, практически невозможно.

При малой частоте повторения импульсов передатчика зоны «слепых» скоростей располагаются настолько часто, что вероятность пропуска целей становится довольно большой. Повышение же частоты повторения импульсов передатчика не всегда допустимо, так как максимальное значение ее ограничивается, во-первых, требуемой дальностью действия радиолокационной станции и, во-вторых, допустимой величиной средней мощности передатчика.

Устранение «слепых» скоростей в пределах возможного рабочего диапазона скоростей целей принципиально может быть достигнуто следующими способами:

— работой радиолокационной станции на переменной частоте повторения импульсов;

— использованием нескольких частотных каналов.

Действительно, если период повторения импульсов передатчика изменяется поочередно от $T_{п1}$ к $T_{п2}$, то сред-

неквадратичное значение сигнала на выходе компенсирующего устройства определяется выражением

$$\overline{u}^2_{\text{дц}} = k[\sin^2(\pi F_{\text{д}} T_{\text{п}1}) + \sin^2(\pi F_{\text{д}} T_{\text{п}2})], \quad (4.67)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Среднее значение периода повторения импульсов передатчика равно

$$T_{\text{пср}} = \frac{T_{\text{п}1} + T_{\text{п}2}}{2}.$$

Учитывая, что

$$F_{\text{д}} = \frac{2v_r}{\lambda}$$

и

$$v_{r\text{«сл»}} = n\frac{\lambda}{2T_{\text{пср}}}, \text{ где } n = 1, 2, \ldots,$$

преобразуем выражение (4.67):

$$\overline{u}^2_{\text{дц}} = k\left[\sin^2\left(2\pi\frac{v_r}{v_{r\text{«сл»}}}\frac{T_{\text{п}1}}{T_{\text{п}1} + T_{\text{п}2}}\right) + \right.$$

$$\left. + \sin^2\left(2\pi\frac{v_r}{v_{r\text{«сл»}}}\frac{T_{\text{п}2}}{T_{\text{п}1} + T_{\text{п}2}}\right)\right]. \quad (4.68)$$

Положение первой «слепой» скорости результирующей амплитудно-скоростной характеристики системы СДЦ определяется отношением $\frac{T_{\text{п}1}}{T_{\text{п}2}}$. По мере приближения величины $\frac{T_{\text{п}1}}{T_{\text{п}2}}$ к единице, с одной стороны, первая «слепая» скорость смещается в сторону более высоких значений радиальных скоростей целей, с другой стороны, возрастает изрезанность амплитудно-скоростной характеристики системы СДЦ.

При выборе величины минимального и максимального периода повторения импульсов передатчика обычно учитывается допустимая изрезанность амплитудно-скоростной характеристики системы СДЦ.

Устранение «слепых» скоростей принципиально возможно также путем изменения несущей частоты пере-

датчика радиолокационной станции. Однако пределы частотной перестройки передатчика, необходимые для существенного изменения «слепых» скоростей, настолько широки, что практически такая перестройка неосуществима. Поэтому для борьбы со «слепыми» скоростями систем СДЦ может быть использована одновременная работа на нескольких несущих частотах (в простейшем варианте — на двух частотах), выбранных таким образом, что соответствующие им «слепые» скорости не совпадают. Оба частотных канала объединяются до компенсирующего устройства. Объединение каналов может быть достигнуто путем смешивания разнесенных по частоте сигналов. Дальнейшая обработка сигналов производится на разностной частоте.

Зоны «слепых» скоростей системы СДЦ могут быть несколько сжаты путем применения в компенсирующем устройстве положительной обратной связи с выхода задержанного канала на вход схемы компенсации.

Задержанные сигналы после детектирования подводятся к каскаду с положительной обратной связью. Туда же поступают прямые сигналы, принятые в следующем периоде повторения импульсов. Каскад с положительной обратной связью представляет собой обычный видеоусилитель, имеющий два входа: на катод усилительной лампы подаются сигналы, прошедшие через линию задержки; на управляющую сетку подаются незадержанные сигналы. Обратная связь отрегулирована так, что если цели, движущейся с радиальной скоростью, близкой к «слепой», в N-ом цикле работы станции соответствует сигнал положительной полярности, то сигнал, принятый в $(N-1)$-ом цикле работы после прохождения через линию задержки и цепь обратной связи, имеет на входе видеоусилителя отрицательную полярность. И наоборот, если движущейся цели в N-ом цикле работы станции на входе видеоусилителя цепи обратной связи соответствует незадержанный сигнал отрицательной полярности, то сигнал, подводимый ко второму входу видеоусилителя, имеет положительную полярность.

Таким образом, в каскаде с положительной обратной связью происходит суммирование амплитуд сигналов, принятых в двух смежных периодах. Результирующий сигнал возрастает, следовательно, возрастает и разностный сигнал на выходе схемы компенсации.

Амплитудно-скоростная характеристика компенсирующего устройства с положительной обратной связью определяется выражением

$$K(F)=k\frac{\sin \pi F_д T_п}{\sqrt{1+K_{ос}^2-2K_{ос}\cos 2\pi F_д T_п}}, \qquad (4.69)$$

где k — коэффициент пропорциональности;
$K_{ос}$ — коэффициент обратной связи.

6. Конструктивные особенности высокочастотных узлов когерентно-импульсных систем

Как уже указывалось, к стабильности частот генераторов когерентно-импульсной радиолокационной станции предъявляются весьма жесткие требования.

Выполнение этих требований достигается за счет применения в цепях генераторов высокостабильных радиодеталей (с незначительной зависимостью параметров от температуры и влажности окружающей среды и пр.); тщательной фильтрации и стабилизации питающих напряжений; введения специальных схем стабилизации частоты; включения в высокочастотный тракт передачи энергии согласующе-развязывающих устройств и т. д.

Особенно жесткие требования предъявляются к стабильности частоты местного гетеродина. Поэтому в когерентно-импульсных радиолокационных станциях применяются специальные меры стабилизации частоты местного гетеродина — автоматическая подстройка частоты или кварцевая стабилизация.

В сантиметровом диапазоне волн местный гетеродин выполняется, как правило, на отражательном клистроне.

Стабилизация частоты клистронного генератора может быть достигнута различными способами. Рассмотрим некоторые из них.

Стабилизация частоты клистрона при помощи объемного резонатора высокой добротности

Если между контуром клистрона и вспомогательным объемным резонатором высокой добротности существует сильная связь в определенной фазе, то объемный резонатор оказывает на клистронный генератор стабилизирующее действие.

При достаточно высокой добротности объемного резонатора (500—1000) его входная реактивная проводимость, приведенная к витку связи, при небольших изменениях частоты изменяется примерно по линейному закону. Резонатор настраивается строго на номинальную частоту клистронного генератора.

Длина линии связи объемного резонатора с контуром клистрона выбирается равной нечетному числу четвертей длин волн. Поэтому входная проводимость, приведенная к витку связи с контуром клистрона, равна сумме двух проводимостей: проводимости контура клистрона и проводимости вспомогательного объемного резонатора.

Физический смысл стабилизации частоты клистронного генератора при помощи объемного резонатора высокой добротности заключается в следующем. При небольшом изменении частоты генератора вследствие влияния дестабилизирующих факторов эквивалентная реактивная проводимость, приведенная к контуру клистрона, изменяется так, что происходит обратное изменение генерируемой клистроном частоты, в результате чего частота клистрона возвращается к номинальному значению.

Степень стабилизации частоты клистрона характеризуется коэффициентом стабилизации:

$$K_{\text{ст}} = 1 + \frac{Q_{\text{рез}}}{Q_{\text{кл}}}, \quad (4.70)$$

где $Q_{\text{рез}}$ — добротность вспомогательного объемного резонатора;

$Q_{\text{кл}}$ — добротность контура клистрона.

Стабилизирующий объемный резонатор обычно помещается в термостат.

Стабилизация частоты клистрона при помощи волноводного дискриминатора

Волноводный дискриминатор представляет собой двойное мостовое волноводное соединение, в плечах которого E и H включены в качестве нагрузки кристаллические детекторы, а два других плеча нагружены соответственно на высокодобротный объемный резонатор и короткозамыкающий поршень.

Энергия колебаний клистронного генератора подводится в волноводный дискриминатор (в плечо H) через направленный ответвитель.

Объемный резонатор настроен на номинальную частоту клистронного генератора.

Когда частота генерируемых клистроном колебаний точно соответствует собственной частоте объемного резонатора, реактивная проводимость последнего равна нулю и резонатор представляет собой чисто активную нагрузку. Поэтому энергия колебаний, отраженных от объемного резонатора и короткозамыкающего поршня, равномерно распределяется между плечами E и H волноводного дискриминатора. Через общее нагрузочное сопротивление детекторов протекают равные по величине, но противоположные по направлению токи. Поэтому сигнал, снимаемый с нагрузочного сопротивления на схему управления частотой клистрона, равен нулю.

При уходе под влиянием дестабилизирующих факторов частоты клистронного генератора от номинальной проводимость объемного резонатора окажется комплексной и поэтому при отражении от резонатора генерируемых клистроном колебаний возникает определенный сдвиг по фазе последних.

Отраженная энергия распределяется в этом случае между плечами E и H неравномерно, в результате чего токи, протекающие через кристаллические детекторы, оказываются разной величины и с общего нагрузочного сопротивления снимается разностный сигнал. После усиления разностное напряжение подается на отражатель клистрона, чем и достигается подстройка последнего на номинальную частоту.

Коэффициент стабилизации частоты клистронного генератора при помощи волноводного дискриминатора равен

$$K_{\text{ст}} = 1 + K_{\text{ус}} S_{\text{кл}} S_{\text{вд}}, \qquad (4.71)$$

где $K_{\text{ус}}$ — коэффициент усиления схемы управления частотой клистрона;

$S_{\text{кл}}$ — крутизна электронной настройки клистрона;

$S_{\text{вд}}$ — крутизна волноводного дискриминатора.

Глава V

АППАРАТУРА СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

Широкое применение радиолокационной техники в военных целях (воздушная и наземная разведки, навигация, вывод на траекторию ракет различного назначения) вызвало в последние годы бурное развитие средств радиопротиводействия. В военную теорию прочно вошел термин «радиолокационная война». Будущие операции немыслимы без широкого использования средств постановки активных и пассивных помех радиолокационным станциям различного целевого назначения. В США сконструирован и принят на вооружение полный комплект аппаратуры радиопротиводействия, который размещается на стратегических бомбардировщиках типа Б-52 или Б-58 вместо бомбовой нагрузки. На развитие средств радиопротиводействия США ежегодно тратят сотни миллионов долларов.

В современных условиях противорадиолокация сама стала средством, вызывающим непрерывное совершенствование аппаратуры радиолокационных станций с целью повышения ее помехозащищенности.

Любая современная радиолокационная станция имеет в своем составе аппаратуру защиты от воздействия активных и пассивных помех, причем доля этой аппаратуры в составе станции непрерывно увеличивается с одновременным принципиальным усложнением ее.

Аппаратура селекции движущихся целей (аппаратура СДЦ) радиолокационных станций предназначена для выделения из всей совокупности сигналов, поступающих

на вход приемника радиолокационной станции, только сигналов, отраженных от движущихся целей.

Для более полной реализации возможностей методов селекции движущихся целей в состав аппаратуры СДЦ вводят так называемые компенсационные устройства, позволяющие устранить с экранов индикаторов радиолокационных станций сигналы, отраженные от неподвижных объектов, и сигналы за счет искусственных пассивных помех.

Применение аппаратуры СДЦ значительно увеличило возможности радиолокационных станций по обнаружению целей, летящих на малых высотах, и целей, движущихся под прикрытием пассивных помех. Дело в том, что обнаружение целей на высотах в несколько сотен метров сильно затруднено из-за того, что в зону облучения антенны станции попадает большое количество местных предметов (возвышенности, группы деревьев, заводские трубы, строения и т. п.), отраженные сигналы от которых, как правило, более интенсивны, чем сигналы от целей. Вследствие этого даже очень опытному оператору трудно, а зачастую и просто невозможно различить на фоне мешающих отражений полезный сигнал. Работа оператора еще более затрудняется в условиях применения противником искусственных пассивных помех, под прикрытием которых происходит движение целей. В этом случае на индикаторе с амплитудной отметкой видна лишь сплошная светлая полоса шириной до нескольких сантиметров, а на индикаторе с яркостной отметкой засвечиваются значительные области, в пределах которых сигналы от целей становятся неразличимыми.

Ряд современных радиолокационных станций представляет собой комбинацию обычного импульсного радиолокатора с когерентно-импульсной системой селекции движущихся целей. В зависимости от сложившейся воздушной обстановки оператор радиолокационной станции может выбрать либо «нормальный» импульсный режим работы, либо режим селекции движущихся целей (когерентно-импульсный режим).

1. Требования, предъявляемые к аппаратуре селекции движущихся целей

Одним из основных требований, предъявляемых к аппаратуре селекции движущихся целей, является требо-

вание сохранения дальности действия радиолокационной станции в режиме СДЦ, равной дальности ее действия в обычном импульсном режиме.

Качество работы самой аппаратуры СДЦ оценивается по величине остаточного сигнала от неподвижного объекта на выходе компенсирующего устройства ($\Delta U_{\text{вых}}$).

Если через $U_{\text{вх}}$ обозначить напряжение сигнала на входе компенсирующего устройства, то отношение

$$N = \frac{U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}}, \qquad (5.1)$$

называемое коэффициентом компенсации, является характеристикой качества компенсации мешающих отражений.

Величина N показывает, во сколько раз уменьшается сигнал от неподвижного объекта после прохождения через компенсирующее устройство. Практически величину N определяют или по импульсу, отраженному от одиночного местного предмета, дающего устойчивый сигнал, или по контрольному импульсу, вырабатываемому в самой станции.

Требование к качеству компенсации мешающих отражений является также одним из основных требований, предъявляемых к аппаратуре СДЦ. В современных радиолокационных станциях величина коэффициента компенсации различна и лежит обычно в пределах от 10 до 40—50. В лучших образцах аппаратуры коэффициент компенсации достигает 100, т. е. величина нескомпенсированного сигнала от неподвижного объекта составляет не более 1% от величины того же сигнала на входе компенсирующего устройства [1, 15, 27].

И наконец, следующее основное требование, предъявляемое к аппаратуре СДЦ, — обеспечение определенного коэффициента видимости сигналов целей на фоне мешающих отражений.

Коэффициент видимости ($K_{\text{в}}$) определяется как отношение амплитуды мешающего отражения ($U_{m\text{н}}$) к амплитуде такого сигнала цели, движущейся под прикрытием помех, который еще может быть обнаружен на экране индикатора на фоне мешающих отражений ($U_{\text{дц}\,\min}$):

$$K_{\text{в}} = \frac{U_{m\text{н}}}{U_{\text{дц}\,\min}}. \qquad (5.2)$$

Часто в литературе вместо коэффициента видимости употребляют термин «подпомеховая видимость». Оба эти понятия имеют одинаковый смысл.

Как будет показано ниже, коэффициент видимости связывает параметры системы СДЦ с параметрами собственно радиолокационной станции.

Современные станции с аппаратурой селекции движущихся целей имеют коэффициент видимости не хуже 25 *дб* [27].

Таким образом, основные требования, предъявляемые к аппаратуре СДЦ, сводятся к следующему.

— дальность действия радиолокационной станции в режиме СДЦ не должна значительно отличаться от дальности действия ее в обычном импульсном режиме;

— коэффициент компенсации системы СДЦ должен быть, по крайней мере, не менее 10;

— коэффициент видимости (подпомеховая видимость) системы должен быть не менее 25 *дб*.

Дальность действия радиолокационной станции в режиме селекции движущихся целей

При работе радиолокационной станции в обычном импульсном режиме сигнал на выходе приемника пропорционален амплитуде сигнала, поступившего на его вход (разумеется, при отсутствии ограничения в приемном тракте). Поэтому нормальный режим работы радиолокационной станции, оборудованной аппаратурой защиты от пассивных помех, часто называют «амплитудным».

При работе же радиолокационной станции в режиме СДЦ приведенное выше положение справедливо лишь до входа схемы «сжатия» амплитудных флуктуаций сигналов, обычно предшествующей фазовому детектору, или до входа фазового детектора, если в приемном тракте не предприняты меры по ограничению флуктуаций сигналов. Если в приемном тракте радиолокационной станции происходит ограничение сигналов на промежуточной частоте, то выходные сигналы фазового детектора пропорциональны лишь разности фаз напряжений сигнала и когерентного гетеродина. Если же ограничения нет, то на величину выходных сигналов фазового детек-

тора, кроме разности фаз сравниваемых напряжений, оказывают влияние уровни этих напряжений.

Характер зависимости выходного напряжения фазового детектора от величины разности фаз напряжений сигнала и когерентного гетеродина подробно проанализирован в предыдущих главах. Здесь же только отметим, что отношение $\frac{dU_{\text{вых ф д}}}{d\psi}$, называемое чувствительностью фазового детектора или фазовой чувствительностью приемника, имеет для радиолокационной станции в режиме СДЦ не меньшее значение, чем реальная чувствительность приемника в обычном импульсном режиме работы.

Фазовая чувствительность когерентно-импульсного приемника, как это показано в гл. IV, является величиной, зависящей от радиальной составляющей скорости движения цели.

Реальная чувствительность приемника радиолокационной станции при работе в режиме СДЦ оказывается несколько ниже, чем при работе в обычном импульсном режиме, из-за дополнительных потерь сигналов вследствие амплитудного ограничения их на промежуточной частоте, неидеального использования их энергии после детектирования и т. д.

Расчеты показывают, что величина дополнительных потерь сигнала при переходе радиолокационной станции в режим СДЦ составляет 2—3 *дб*, что приводит к снижению дальности действия станции в режиме СДЦ на 10—20%.

Коэффициент компенсации

При анализе характера сигналов, отраженных от неподвижных объектов, было принято считать эти сигналы неизменными от периода к периоду повторения как по фазе, так и по амплитуде. В действительности же сигналы, отраженные от неподвижных объектов, представляют собой сумму большого числа элементарных сигналов, отраженных от различных частей объектов. Под действием различных внешних факторов (ветра, осадков и т. д.) изменяются ориентация и положение отдельных элементов отражающего объекта относительно радиолокационной станции. В результате этого возникают амплитудная и фазовая флуктуации сигналов от непо-

движных объектов. При вращении антенны из-за лепестковой структуры ее диаграммы направленности появляется дополнительная амплитудная модуляция сигналов, отраженных от неподвижных объектов.

Амплитудная и фазовая флуктуации мешающих сигналов приводят к неполной компенсации их аппаратурой защиты радиолокационной станции от пассивных помех.

Кроме перечисленных выше внешних факторов, на качество подавления мешающих сигналов влияют так называемые внутренние факторы: нестабильность периода повторения импульсов передатчика, нестабильность длительности зондирующего импульса, нестабильность частот передатчика, когерентного и местного гетеродинов.

Таким образом, флуктуации мешающих сигналов — результат воздействия многих независимых один от другого внешних и внутренних факторов, которые не подчиняются определенному закону.

Исключить полностью влияние флуктуаций мешающих сигналов на качество селекции сигналов от движущихся целей не представляется возможным. Поэтому требования к качеству компенсации мешающих сигналов необходимо несколько упростить. Действительно, не имеет смысла добиваться подавления мешающих сигналов до величины, меньшей эффективного значения неустранимых флуктуаций отраженных сигналов. Поэтому вполне достаточное требование к качеству компенсации мешающих сигналов — обеспечить величину нескомпенсированного сигнала от неподвижного объекта, не превышающую эффективное значение неустранимых помех, обусловленных флуктуациями отраженных сигналов.

Рассмотрим более подробно влияние различных нестабильностей работы аппаратуры радиолокационной станции на качество подавления мешающих сигналов.

Нестабильность работы модулятора. На качество компенсации сигналов влияет нестабильность двух параметров модулятора радиолокационной станции: нестабильность длительности модулирующего импульса и нестабильность периода повторения пусковых импульсов.

Как видно из рис. 121, при наличии нестабильности длительности модулирующего импульса на выходе компенсирующего устройства получается остаточный сигнал, длительность которого равна разности длительно-

стей сравниваемых сигналов, поступивших на вход приемника в двух смежных периодах повторения:

$$\Delta\tau_и = \tau_{иN} - \tau_{иN+1},$$

где $\Delta\tau_и$ — длительность нескомпенсированного сигнала;

$\tau_{иN}$, $\tau_{иN+1}$ — длительности сигналов в двух смежных периодах повторения.

Экспериментальные исследования показали, что изменение длительности импульса модулятора на 10% в

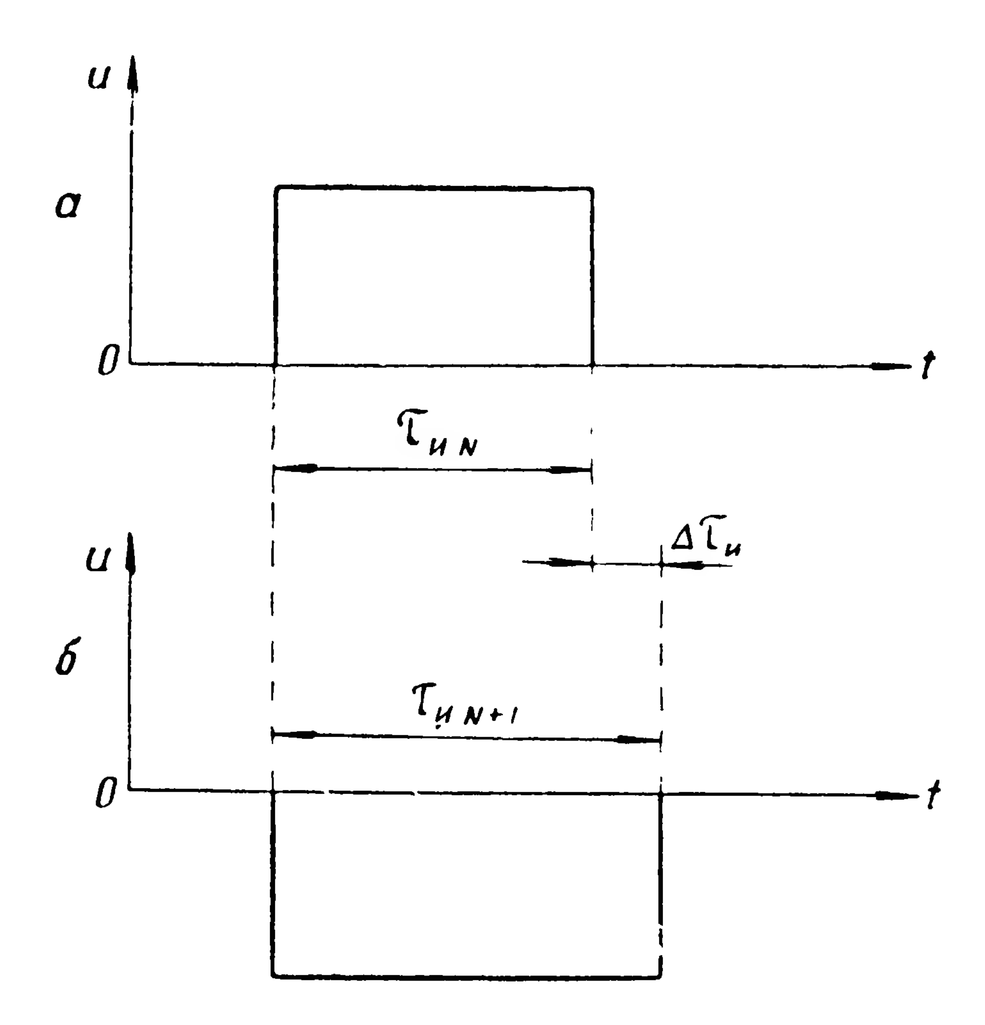


Рис. 121. Влияние нестабильности длительности модулирующего импульса на качество компенсации сигналов (*а* и *б* — сравниваемые сигналы в двух смежных периодах повторения)

любую сторону (в сторону увеличения или уменьшения) не вызывает существенного ухудшения качества компенсации сигналов.

Таким образом, требование к стабильности модулирующего импульса в математической форме может быть представлено неравенством

$$\frac{\Delta\tau_и}{\tau_и} < 0{,}1. \qquad (5.3)$$

В современных радиолокационных станциях такую стабильность длительности модулирующего импульса получить легко.

Нестабильность периода повторения пусковых импульсов влияет на качество компенсации только при использовании в компенсирующем устройстве линий задержки сигналов.

Условием нормальной работы системы компенсации является совпадение во времени прямого и задержанного сигналов или в первом приближении равенство времени задержки сигналов периоду повторения импульсов. Если прямой и задержанный сигналы не совпадают во времени на входе компенсирующего устройства, то на выходе этого устройства появится нескомпенсированный сигнал, состоящий из двух импульсов разной полярности (рис. 122). Общая длительность нескомпенсированного остатка составляет $2\Delta T_п$, где $\Delta T_п$ — абсолютная нестабильность периода повторения импульсов.

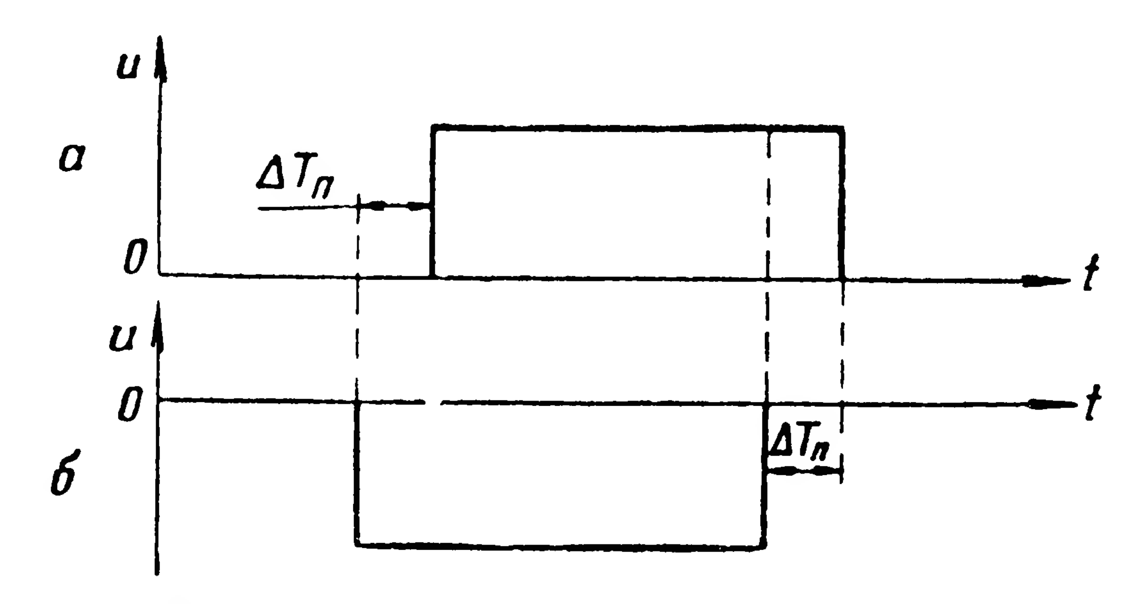


Рис. 122. Влияние нестабильности периода повторения пусковых импульсов на качество компенсации сигналов (*а* и *б* — сравниваемые сигналы в двух смежных периодах повторения)

В системах большой скважности величина $2\Delta T_п$ может стать сравнимой с длительностью сигналов, если не обеспечить необходимую стабильность периода повторения импульсов.

По аналогии с требованием на стабильность длительности модулирующего импульса требование на стабильность периода повторения импульсов может быть представлено в виде

$$\frac{2\Delta T_п}{\tau_и} < 0{,}1$$

или

$$\frac{\Delta T_п}{\tau_и} < 0,05. \qquad (5.4)$$

При $\tau_и = 2$ *мксек* допустимая величина временного несовпадения сравниваемых сигналов равна 0,1 *мксек*. Выполнение такого требования при величине $T_п$ в несколько сотен микросекунд представляет определенные трудности, которые связаны прежде всего с зависимостью времени задержки сигнала в линии от температурных колебаний звукопроводящей среды.

При длительной работе аппаратуры колебания температуры внутри блоков достигают нескольких десятков градусов. Это означает, что даже при абсолютно стабильном периоде повторения импульсов ухудшается качество компенсации сигналов вследствие изменения времени прохождения их в звукопроводе.

Поместив линию задержки в термостат, можно добиться постоянства температуры звукопроводящей среды и, следовательно, стабилизации времени задержки. Однако при этом значительно возрастают размеры и вес компенсирующего устройства, что резко ограничивает область его применения, особенно в подвижных радиолокационных станциях, где габариты, вес и ремонтопригодность аппаратуры имеют первостепенное значение.

В настоящее время разработано несколько вариантов схем уравнивания моментов появления на входе компенсирующего устройства прямого и задержанного сигналов. Преимущества и недостатки этих схем подробно изложены в гл. III. Рассмотрим только некоторые схемы с так называемой «самосинхронизацией».

Наиболее широкое распространение получила схема с общей ультразвуковой линией задержки для каналов синхронизации и компенсации (рис. 123).

Замкнутая система синхронизирующий генератор — вспомогательный генератор несущей частоты импульсов синхронизации — ультразвуковая линия — усилитель синхронизирующих импульсов — детектор — синхронизирующий генератор образует кольцо самосинхронизации. Обычно в качестве синхронизирующего генератора применяются блокинг-генераторы или другие типы генераторов с самовозбуждением. При этом период собствен-

ных колебаний генератора выбирается несколько большим, чем необходимый период повторения импульсов.

Синхронизация генератора осуществляется собственным импульсом, прошедшим через ультразвуковую линию, т. е. импульсом, задержанным в ней на такую же точно величину, как и сигналы, поступившие с приемника.

Запаздывание в срабатывании генератора компенсируется введением в канал компенсации электромагнитной линии задержки из элементов LC.

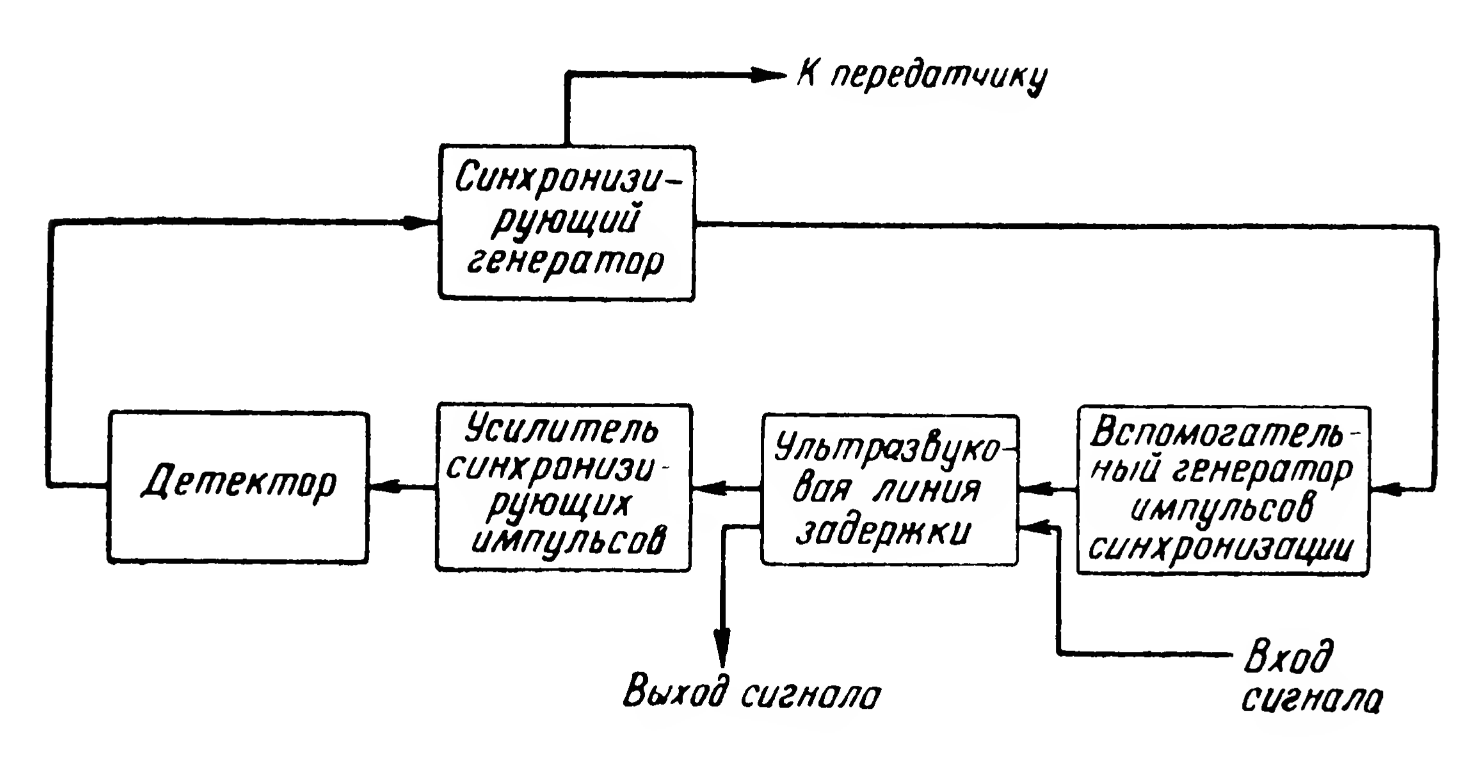


Рис. 123. Блок-схема устройства для уравнивания моментов появления на входе компенсирующего устройства прямого и задержанного сигналов

Применение такой схемы требует разноса несущих частот каналов сигнала и синхронизации. Величина максимального разноса этих частот определяется шириной полосы пропускания линии. Обычно несущие частоты отличаются одна от другой на 15—20%. На выходе линии осуществляется фильтрация сигналов, в результате чего каждый сигнал поступает на усилитель своего канала (канала компенсации или канала синхронизации).

Другим вариантом решения этой же задачи является применение двух рядом расположенных ультразвуковых линий задержки, одна из которых входит в контур самосинхронизации, а вторая служит для задержки эхо-сигналов. Обе линии находятся в одинаковых условиях, так что температурные колебания в равной степени сказываются и на изменении периода повторения импульсов

и на изменении времени задержки сигналов. Блок-схема такой системы приведена на рис. 64.

Менее распространенной является схема с применением одной ультразвуковой линии с тремя кварцами (рис. 63). Такая система более компактна, чем схема с двумя линиями задержки, однако настройка ее более сложна.

При использовании в компенсирующих устройствах вычитающих потенциалоскопов требование равенства периода частоты повторения импульсов времени задержки эхо-сигналов отпадает, так как скорость движения электронного луча по мишени потенциалоскопа не зависит от внешних факторов, а начало движения задается очередным импульсом запуска передатчика.

Нестабильность работы генератора высокой частоты. Нестабильность работы генератора высокой частоты проявляется в трех видах:

— нестабильность амплитуды зондирующего импульса;

— нестабильность частоты генерируемых колебаний;

— нестабильность момента начала генерации.

Изменение амплитуды зондирующего импульса не сказывается на качестве работы систем СДЦ, так как в приемном тракте происходит амплитудное ограничение отраженных сигналов до их поступления на фазовый детектор.

Требования к стабильности момента начала генерации, по сути дела, уже рассмотрены, так как нестабильность момента генерации является, как правило, следствием изменения периода повторения модулирующих импульсов. Остается рассмотреть требования к стабильности несущей частоты передатчика в течение длительности импульса и от импульса к импульсу.

Требования к стабильности частоты передатчика от импульса к импульсу указывались в предыдущей главе. Ниже остановимся только на качественной стороне влияния ухода частоты передатчика от импульса к импульсу на работу компенсирующего устройства.

Предположим, что частота передатчика за время между двумя следующими один за другим зондирующими импульсами изменилась на величину Δf_0. В этом случае отраженные от некоторого объекта сигналы претерпевают амплитудные изменения от импульса к им-

пульсу, характер которых определяется величиной и знаком ухода частоты передатчика.

На рис. 124 изображены отраженные от одного и того же объекта сигналы в двух смежных периодах повторения импульсов при наличии ухода частоты передатчика от импульса к импульсу. Из рисунка видно, что форма второго импульса существенно отличается от формы первого.

Рассмотрим причины, вызвавшие это изменение.

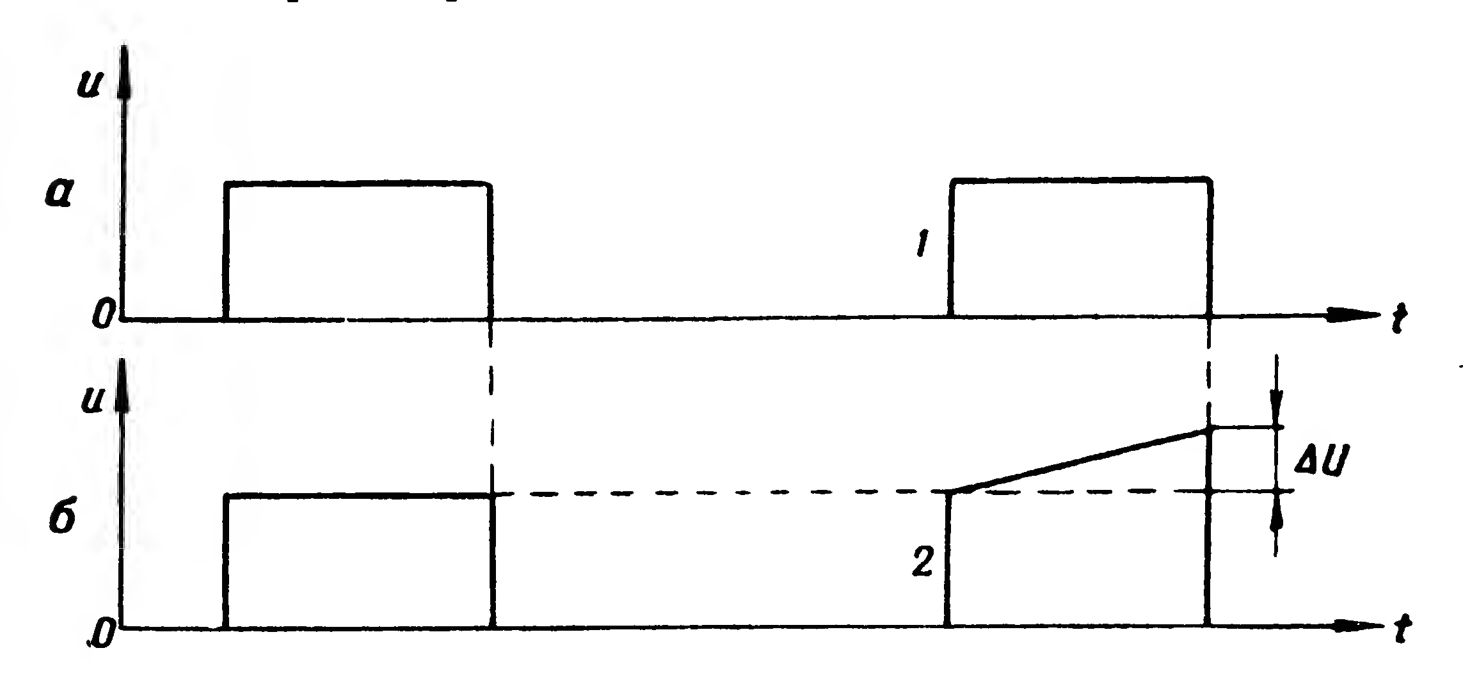


Рис. 124. Изменение формы импульса при уходе частоты передатчика от импульса к импульсу (*а* и *б* — формы импульсов в двух смежных периодах повторения)

Амплитуда выходных сигналов фазового детектора зависит только от разности фаз колебаний когерентного гетеродина и принятого сигнала независимо от того, на какой частоте (высокой или промежуточной) происходит сравнение фаз упомянутых сигналов. Так как несущая частота сигнала *2* отличается от несущей частоты сигнала *1* на величину Δf_0, то количество периодов колебаний несущей частоты, приходящееся на время существования импульсов *1* и *2*, неодинаковое.

В начале каждого периода повторения импульсов колебаниям когерентного гетеродина навязывается фаза колебаний несущей частоты передатчика. Поэтому разность фаз напряжений сигнала и когерентного гетеродина в начальный момент действия сигнала в каждом периоде повторения импульсов одна и та же. Следовательно, амплитуды импульсов *1* и *2* в начальный момент одинаковые. Изменение же амплитуды второго импульса к моменту окончания его действия на величину ΔU яв-

ляется результатом изменения несущей частоты импульса 2 на величину Δf_0: разность фаз напряжений сигнала и когерентного гетеродина в конце импульса изменяется от импульса к импульсу.

Основные причины изменения несущей частоты передатчика от импульса к импульсу следующие:

— изменение параметров элементов, входящих в состав аппаратуры передатчика, вследствие их температурной нестабильности;

— изменение режимов работы отдельных узлов передатчика из-за колебаний питающих напряжений;

— «затягивание» частоты генератора, обусловленное, с одной стороны, изменением нагрузки при наличии вращающихся сочленений, с другой стороны, влиянием отражения электромагнитной энергии от близко расположенных местных предметов.

«Затягивание» частоты генератора особенно заметно в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн. Для борьбы с «затягиванием» частоты генератора в высокочастотный тракт радиолокационной станции вводятся согласующе-развязывающие устройства, например, ферритовые вентили.

Коэффициент подпомеховой видимости

Величина коэффициента подпомеховой видимости характеризует эффективность работы системы селекции движущихся целей.

При наложении сигнала, отраженного от движущейся цели, на сигнал от неподвижного объекта результирующий сигнал на выходе компенсирующего устройства оказывается флуктуирующим по амплитуде. При этом величина флуктуаций результирующего сигнала из-за воздействия сигнала от движущейся цели равна

$$u_{\text{дц}} = 2U_{m\text{дц}} \sin(\pi F_{\text{д}} T_{\text{п}}).$$

Полагая, что все возможные радиальные скорости движения целей равновероятны, найдем эффективное значение амплитудных флуктуаций результирующего сигнала на выходе компенсирующего устройства:

$$\overline{U}_{\text{дц}} = \frac{4}{\pi} U_{m\text{дц}}.$$

Сигнал от неподвижного отражающего объекта, как правило, не является абсолютно неизменным по амплитуде и фазе. Вследствие влияния различного рода факторов (ветер, вращение антенны с лепестковой диаграммой направленности, нестабильность работы отдельных узлов радиолокационной станции и т. д.) сигнал от неподвижного объекта претерпевает на выходе компенсирующего устройства определенные амплитудные изменения:

$$\overline{U}_{фн} = \sqrt{U^2_{фн1} + U^2_{фн2} + U^2_{фн3} + \ldots},$$

где $\overline{U}_{фн}$ — эффективное значение амплитудных флуктуаций сигнала от неподвижного объекта на выходе компенсирующего устройства;

$U^2_{фн1}$, $U^2_{фн2}$, $U^2_{фн3}$ — квадраты эффективных величин амплитудных флуктуаций сигнала от неподвижного объекта, обусловленных соответственно влиянием ветра, вращением антенны, нестабильностью работы отдельных узлов радиолокационной станции и т. д.

Степень амплитудных флуктуаций сигнала от неподвижного объекта на выходе компенсирующего устройства оценивается отношением

$$K_ф = \frac{\overline{U}_{фн}}{U_{mн}}.$$

Принято считать, что сигнал от движущейся цели может быть уверенно обнаружен на фоне мешающих отражений, если его эффективная амплитуда превышает эффективную величину амплитудных флуктуаций мешающих отражений, по крайней мере, в три раза, т. е. $\overline{U}_{дц} = 3\overline{U}_{фн}$.

С учетом приведенных выше соображений математическое выражение для коэффициента подпомеховой видимости можно представить в виде

$$K_в = \frac{4U_{mн}}{\pi \overline{U}_{дц}} = \frac{4}{3\pi} \frac{1}{K_ф}. \qquad (5.5)$$

Величина коэффициента подпомеховой видимости обычно оценивается в децибелах.

Из выражения (5.5) видно, что величина коэффициента подпомеховой видимости зависит от параметров ра-

диолокационной станции. Действительно, чем больше импульсов в «пачке», тем меньше флуктуации сигнала, отраженного от неподвижной цели, тем выше коэффициент подпомеховой видимости. Количество импульсов в «пачке» определяется частотой повторения импульсов, скоростью вращения антенны и шириной ее диаграммы направленности в плоскости вращения.

Эксперименты показывают [27]:

— при частоте повторения импульсов 500 *гц*, ширине диаграммы направленности антенны по половинной мощности 3° и скорости вращения антенны 3 *об/мин* коэффициент подпомеховой видимости одного из образцов аппаратуры селекции движущихся целей оказался равным 26 *дб* при $K_ф \approx 2\%$;

— при той же частоте повторения импульсов, ширине диаграммы направленности антенны 0,8° и скорости вращения антенны 6 *об/мин* коэффициент подпомеховой видимости уменьшился до 12 *дб*;

— коэффициент видимости того же приемника по контрольному сигналу промежуточной частоты составляет более 30 *дб*.

Наряду с термином коэффициент подпомеховой видимости существует понятие коэффициента различимости. Под коэффициентом различимости применительно к системам СДЦ понимают значение коэффициента подпомеховой видимости с учетом реальных характеристик данной аппаратуры и ошибок, возникающих в силу субъективных свойств оператора.

Практика показывает, что реализовать в полной мере возможности радиолокационной станции при работе в режиме селекции движущихся целей можно только при правильной регулировке усиления. Если станция расположена на сильно пересеченной местности, то усиление приемного тракта ее регулируется так, чтобы получить максимальную чувствительность к сигналам от целей, движущихся в зоне отражений от местных предметов.

Современные радиолокационные системы СДЦ позволяют обнаруживать движущиеся цели на фоне мешающих отражений практически во всем диапазоне дальности действия радиолокационной станции при средней плотности постановки искусственных пассивных помех. При обычном же импульсном режиме работы радиолокационной станции сигналы от движущихся целей на не-

значительных дальностях, как правило, полностью маскируются интенсивными отражениями от местных предметов.

Одной из главных задач обслуживающего персонала радиолокационной станции, разворачиваемой на новой позиции, является составление карты местных предметов, наблюдаемых на экранах индикаторов, определение интенсивности отраженных от них сигналов и ожидаемого коэффициента подпомеховой видимости при работе по целям, движущимся на фоне отражений от местных предметов.

В начале этой главы были рассмотрены три основных требования, предъявляемые к любой радиолокационной системе селекции движущихся целей. Остальные требования либо вытекают из этих требований, либо диктуются специфическими особенностями каждой конкретной системы селекции движущихся целей (например, в радиолокационных станциях с автоматическим сопровождением целей очень важным является требование, чтобы точность сопровождения целей в режиме СДЦ была не хуже точности сопровождения целей в обычном импульсном режиме и т. д.).

2. Аппаратура СДЦ типовых наземных радиолокационных станций

Почти все современные радиолокационные станции имеют в своем составе аппаратуру селекции движущихся целей. В радиолокационных станциях военного назначения аппаратура СДЦ необходима для выделения сигналов целей, движущихся на фоне местных предметов или под прикрытием искусственных пассивных помех. Из станций невоенного назначения без аппаратуры СДЦ не могут работать радиолокационные системы регулирования воздушного движения в зоне аэропортов, так как сигналы, отраженные от снижающихся и взлетающих самолетов, теряются на фоне интенсивных отражений от расположенных вокруг аэродромов местных предметов.

Наряду с радиолокационными станциями, имеющими в своем составе аппаратуру СДЦ, в эксплуатации находятся станции, не оборудованные устройствами защиты от мешающих отражений. Для таких радиолока-

ционных станций могут выпускаться комплекты аппаратуры СДЦ, которые легко сопрягаются с основными узлами станции.

Очевидно, что сопряжение аппаратуры СДЦ с аппаратурой радиолокационных станций имеет смысл лишь в том случае, если характеристики основных систем станции отвечают требованиям, изложенным в начале данной главы, и прежде всего требованиям к стабильности частоты передатчика.

По способу получения когерентных колебаний все когерентно-импульсные системы СДЦ можно разделить на два типа: истинно когерентные и псевдокогерентные.

В когерентно-импульсных системах первого типа передающее устройство и аппаратура СДЦ синхронизируются колебаниями одного и того же, как правило, кварцевого генератора. Выходной каскад передатчика в этом случае представляет собой усилитель мощности высокочастотных колебаний, являющихся результатом умножения частоты опорного генератора в определенное число раз. В качестве когерентного напряжения для фазового детектора используются непосредственно колебания опорного генератора (обычно умноженные в некоторое число раз). Такая схема когерентно-импульсного радиолокатора находит применение в диапазоне метровых и дециметровых волн. Ее преимущество — незначительное влияние нестабильности частоты опорного генератора на качественные характеристики аппаратуры СДЦ.

В сантиметровом диапазоне волн умножение частоты опорных колебаний и значительное усиление их до величины необходимой выходной мощности передатчика является довольно сложной проблемой. Поэтому аппаратура СДЦ радиолокационных станций этого диапазона имеет в своем составе специальный гетеродин, фаза колебаний которого «навязывается» в каждом цикле работы станции очередным импульсом передатчика. В зависимости от того, на какой частоте (высокой или промежуточной) происходит сравнение фаз сигнала и когерентного напряжения, когерентный гетеродин синхронизируется либо непосредственно высокочастотным импульсом передатчика, либо тем же импульсом, преобразованным в сигнал промежуточной частоты. В последнем случае когерентному гетеродину предшествует

смеситель фазирующего импульса. Системы СДЦ, построенные по такой схеме, конструктивно менее громоздки, чем системы первого типа, и получили более широкое распространение.

Типовая блок-схема радиолокационной системы селекции движущихся целей

Рассмотрим типовую блок-схему радиолокационной станции, оборудованной аппаратурой СДЦ (рис. 125).

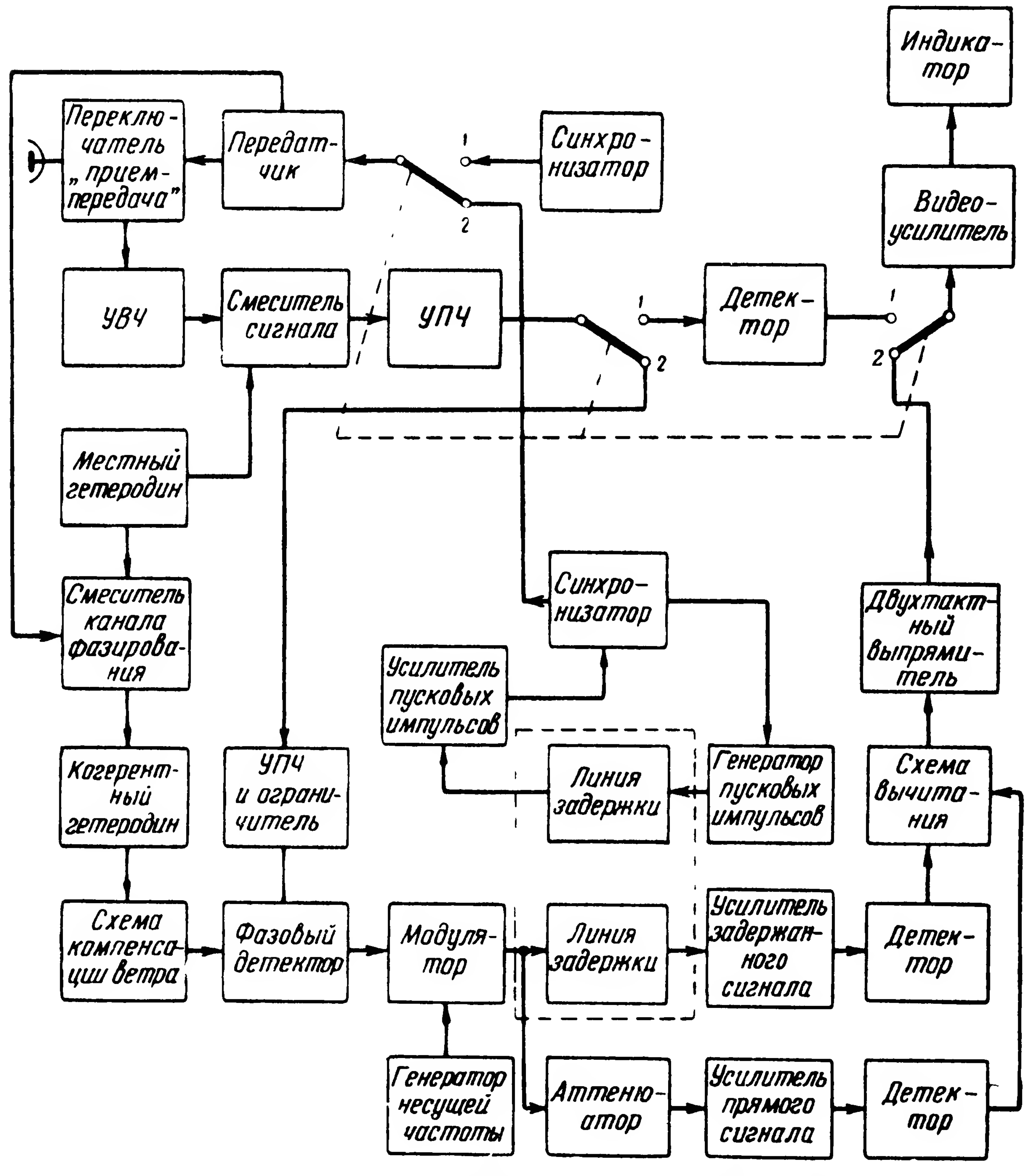


Рис. 125. Блок-схема радиолокационной станции, оборудованной аппаратурой СДЦ

Передатчик радиолокационной станции вырабатывает мощные импульсы высокочастотной энергии с периодом повторения, определяемым синхронизатором. Иногда станция имеет в своем составе два синхронизатора, один из которых не связан с системой СДЦ и задает частоту повторения импульсов в обычном импульсном режиме работы станции, а другой задает частоту повторения импульсов в режиме селекции движущихся целей.

Для получения когерентных колебаний небольшая часть энергии зондирующего импульса отводится к специальному гетеродину при помощи петли связи непосредственно из передатчика или через переключатель «прием — передача». В случае фазирования когерентного гетеродина на высокой частоте фазирующим импульсом является непосредственно высокочастотный импульс передатчика. Однако чаще применяется фазирование на промежуточной частоте. В этом случае когерентному гетеродину, как указывалось ранее, предшествует каскад смесителя фазирующего импульса, на который поступают высокочастотный импульс передатчика и колебания местного гетеродина.

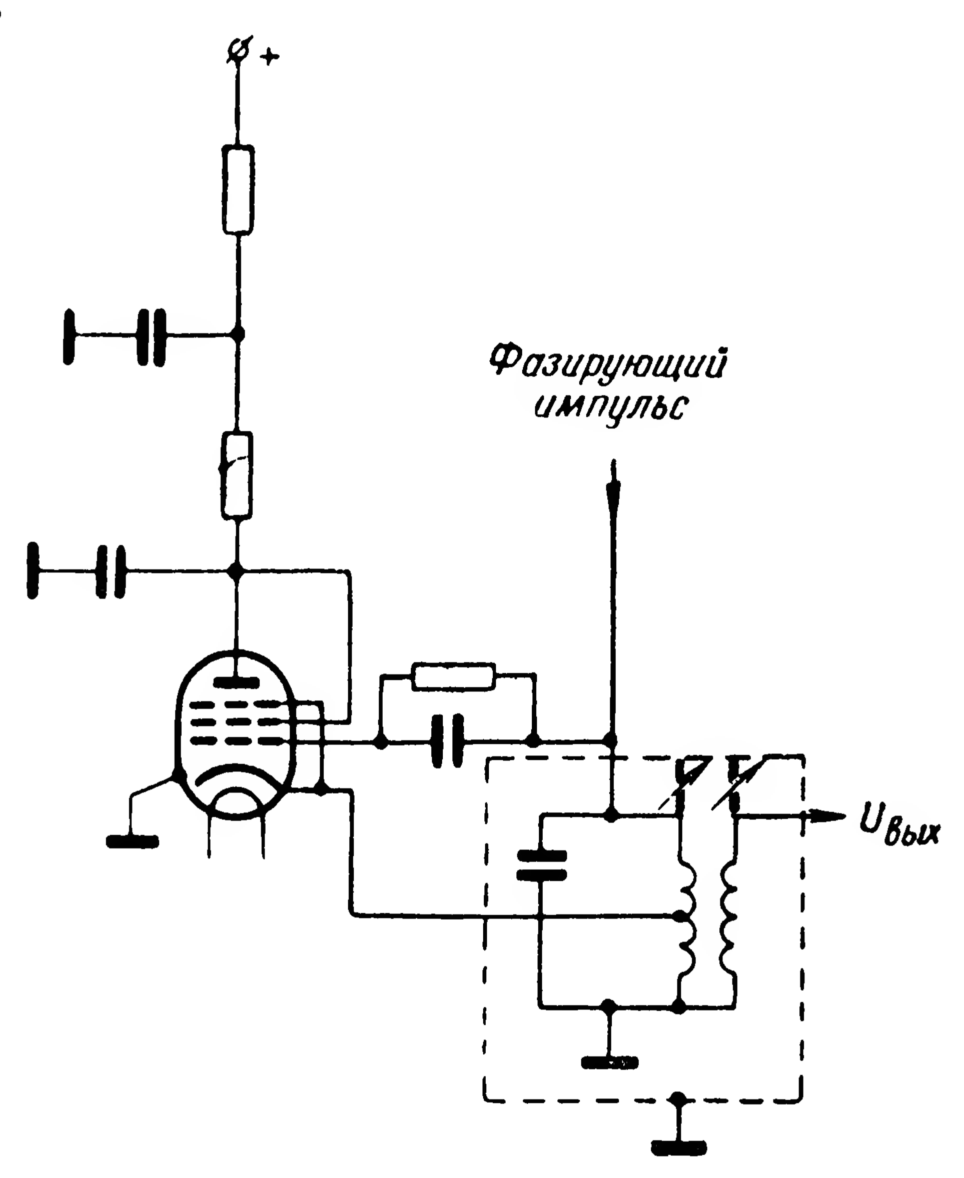


Рис. 126. Схема когерентного гетеродина

С выхода смесителя снимается сигнал промежуточной частоты, используемый для фазирования когерентного гетеродина.

Одна из схем, по которой может быть выполнен когерентный гетеродин, приведена на рис. 126. Когерентный гетеродин собран на высокочастотном пентоде по схеме «трехточки» с заземленным анодом.

Гетеродин работает на промежуточной частоте. Фаза вырабатываемых им колебаний в начале каждого периода повторения импульсов жестко привязывается к фазе несущей частоты излученного импульса путем подачи на управляющую сетку лампы когерентного гетеродина синхронизирующего напряжения со смесителя канала фазирования. Когерентный гетеродин настраивается на номинальную частоту с точностью до 2%.

С контура когерентного гетеродина когерентное напряжение поступает в схему компенсации ветра, с помощью которой вводится частотная поправка Допплера для устранения влияния фазовых сдвигов сигналов, отраженных от медленно движущихся в пространстве источников мешающих отражений. Оператор радиолокационной станции, изменяя величину вводимой поправки Допплера на частоту когерентного гетеродина, добивается минимальной заштрихованности отметок от неподвижных объектов или пассивных помех на индикаторе с амплитудной модуляцией. В более совершенных образцах аппаратуры СДЦ частотная поправка Допплера вводится автоматической системой регулирования частоты когерентного гетеродина.

С выхода схемы компенсации ветра когерентное напряжение через амплитудный ограничитель подается на фазовый детектор. Туда же поступают сигналы с выхода приемника на промежуточной частоте. Фазовый детектор выполняется, как правило, по балансной схеме.

Выходные сигналы фазового детектора подаются на модулятор компенсирующего устройства, к которому подводится также напряжение вспомогательного генератора непрерывных колебаний.

В модуляторе компенсирующего устройства осуществляется амплитудная модуляция напряжения несущей частоты выходными сигналами фазового детектора.

С выхода модулятора сигналы расходятся по двум каналам: задержанному и незадержанному (прямому). В задержанном канале сигналы через корректирующий фильтр подаются на передающий кварц ультразвуковой линии задержки. Необходимость передачи сигналов на несущей частоте (порядка нескольких мегагерц) была обоснована выше. Чтобы искажения сигналов в прямом и задержанном каналах были примерно одинаковы, передача сигналов по прямому каналу осуществляется так-

же на несущей частоте. В качестве среды звукопровода современных ультразвуковых линий чаще всего применяется ртуть. В последнее время широкое распространение начинают получать твердые ультразвуковые линии задержки (материал звукопровода — магниевые сплавы и плавленый кварц).

На приемном конце линии задержки передаваемые импульсы ультразвуковой частоты возбуждают приемный кварц, который преобразует ультразвуковые импульсы в электрические сигналы той же частоты, что и на входе линии задержки.

Сигналы, задержанные в ультразвуковой линии на период повторения импульсов, подаются на вход многокаскадного усилителя задержанного сигнала. Необходимость усиления задержанных сигналов обусловлена их значительным ослаблением (порядка нескольких десятков децибел) при прохождении через ультразвуковую линию задержки. С усилителя задержанные сигналы поступают на амплитудный детектор, выполненный по одной из обычных схем.

Незадержанные сигналы также проходят через усилитель и амплитудный детектор своего канала. Важнейшее требование к усилителям обоих каналов (задержанного и прямого) — полная идентичность формы усиливаемых ими сигналов. Для этого применяются различные меры (коррекция, специальная фильтрация и т. п.).

Продетектированные — задержанный и прямой—сигналы поступают на схему вычитания, которая обычно выполняется на двух лампах с общей анодной нагрузкой. Полярность задержанного сигнала на входе схемы вычитания противоположна полярности прямого сигнала. Поэтому выходные сигналы схемы вычитания пропорциональны разности амплитуд сравниваемых импульсов и могут быть как положительной, так и отрицательной полярности.

На экране индикатора с амплитудной отметкой сигналы, отраженные от движущихся целей, пульсируют по амплитуде (имеют явно выраженный заштрихованный вид). Зная это, можно достаточно уверенно обнаруживать движущиеся цели.

На индикатор с яркостной модуляцией сигналы должны подаваться только одной полярности. Поэтому после схемы вычитания обычно стоит двухтактный выпря-

митель, с выхода которого снимаются сигналы только одной полярности.

Однополярные амплитудно-модулированные сигналы движущихся целей после некоторого усиления их в видеоусилителе поступают на индикаторы радиолокационной станции и в другие устройства, использующие информацию о целях.

Приемник с подавлением отражений от неподвижных объектов

(Центральная лаборатория радиосвязи — Франция)

Радиолокационный приемник десятисантиметрового диапазона волн с подавлением отражений от неподвижных объектов разработан Центральной лабораторией радиосвязи во Франции для серийного производства.

Приемник выполнен по когерентно-импульсной схеме в сочетании с компенсационным способом подавления мешающих отражений (блок-схема приведена на рис. 127).

В качестве источника когерентных колебаний используется вспомогательный когерентный гетеродин, который фазируется импульсом передатчика, преобразованным в сигнал промежуточной частоты. Для этого часть энергии высокочастотного импульса магнетрона отводится к вспомогательному смесителю, на который постоянно подано выходное напряжение местного гетеродина. Преобразованный в сигнал промежуточной частоты импульс магнетрона подается в качестве фазирующего на управляющую сетку лампы когерентного гетеродина. Когерентный гетеродин работает на частоте 30 *Мгц*, равной промежуточной частоте приемного тракта. До прихода фазирующего импульса лампа когерентного гетеродина заперта.

Начальная фаза колебаний когерентного гетеродина в отсутствие фазирующего импульса определяется тепловыми флуктуациями в контуре гетеродина и поэтому оказалась бы случайной от цикла к циклу работы станции. Фаза колебаний гетеродина будет определяться фазой высокочастотного импульса передатчика, если в момент отпирания лампы когерентного гетеродина в контур последнего подать фазирующий импульс, амплитуда которого превышает уровень собственных шумов

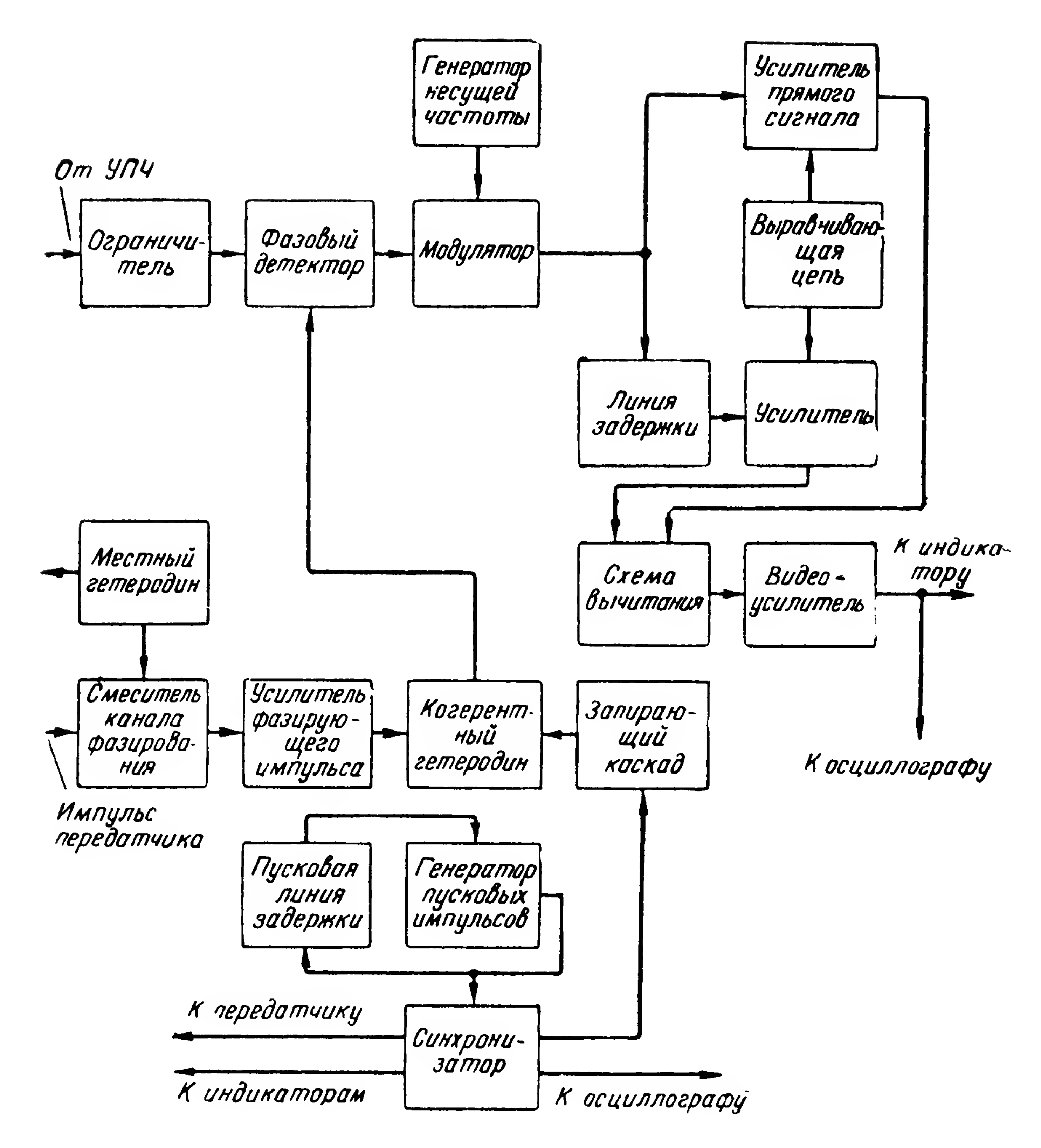


Рис. 127. Блок-схема радиолокационного приемника десятисантиметрового диапазона волн с подавлением отражений от неподвижных объектов

гетеродина. В конце каждого периода повторения импульсов лампа когерентного гетеродина запирается. При этом длительность запирающего импульса должна быть такой, чтобы происходило полное затухание собственных колебаний контура гетеродина к моменту отпирания лампы. Вследствие этого фаза колебаний когерентного гетеродина в следующем периоде повторения импульсов будет определяться фазой колебаний нового фазирующего импульса.

В канале сигнала для обеспечения постоянства амплитуды отраженных сигналов, что необходимо для нормальной рабсты фазового детектора, применено ампли-

тудное ограничение сигналов на промежуточной частоте. С выхода амплитудного ограничителя сигналы подаются на фазовый детектор. Сравнение фаз отраженных сигналов с фазой когерентных колебаний осуществляется на промежуточной частоте.

С фазового детектора отраженные сигналы поступают в устройство подавления мешающих отражений, представляющее собой схему компенсации с черезпериодным вычитанием сигналов.

Задержка сигналов на период повторения импульсов осуществляется при помощи ультразвуковой ртутной линии задержки. Выбор ртути в качестве материала звукопровода объясняется, во-первых, тем, что ртуть довольно хорошо согласуется с кварцевыми преобразователями, и, во-вторых, сравнительно небольшим поглощением энергии ультразвуковых волн в ртути (порядка 4,4 *дб/м* на частоте 10 *Мгц*).

Линия задержки выполнена из четырех вертикально расположенных стальных трубок, связанных между собой шестью регулируемыми отражателями. Каждый из этих отражателей изменяет направление распространения ультразвуковых волн на 90°. Общая длина пути ультразвуковых колебаний в ртутной линии составляет 2,88 *м*, что соответствует частоте повторения импульсов $F_п = 500$ *гц*.

Кварцевые преобразователи укреплены на специальных подставках. При этом приемный кварц закреплен неподвижно, а передающий может перемещаться в некоторых пределах вдоль линии.

Сигналы подводятся к передающему кварцу и снимаются с приемного кварца при помощи стальных электродов.

Линия снабжена дополнительными сосудами с ртутью, соединенными с полостью звукопровода и предназначенными для уменьшения влияния расширения ртути при повышении температуры на величину давления ртути внутри линии.

Во избежание значительных искажений формы сигналов при прохождении их через ультразвуковую линию задержка осуществляется на несущей частоте, примерно равной резонансной частоте кварцевых преобразователей. Для этого видеосигналами, снимаемыми с выхода фазового детектора, модулируется по амплитуде напря-

жение вспомогательной несущей частоты 11 *Мгц*, вырабатываемое специальным генератором. Сигналы на частоте 11 *Мгц* подаются к передающему кварцевому преобразователю. После прохождения через ультразвуковую линию задержки сигналы детектируются.

В результате преобразования видеоимпульсов в сигналы вспомогательной несущей частоты 11 *Мгц*, прохождения этих сигналов через линию задержки с неравномерной амплитудно-частотной характеристикой и последующего преобразования сигналов несущей частоты в видеосигналы форма задержанных импульсов заметно искажается. Чтобы форма сигналов на выходе обоих каналов (задержанного и незадержанного) была одинакова, прямые сигналы передаются на несущей частоте через усилитель, амплитудно-частотная характеристика которого подобна амплитудно-частотной характеристике задержанного канала. Подобие характеристик достигается включением различных корректирующих цепочек в обоих каналах.

Коэффициент усиления задержанного канала близок к единице. Чтобы усиление незадержанного канала было таким же, сигналы с выхода модулятора подаются в этот канал через аттенюатор и, кроме того, в каждый каскад усилителя прямого сигнала вводится дополнительное затухание.

Равенство коэффициентов усиления прямого и задержанного каналов достигается за счет использования схемы стабилизации усиления одного канала относительно усиления другого. Для этого сравниваются уровни напряжения несущей частоты 11 *Мгц* на входе детекторов обоих каналов и в зависимости от результата сравнения в один из усилителей автоматически подается напряжение смещения такой величины, чтобы разность уровней напряжения несущей частоты оказалась равной нулю.

Выходным элементом каждого канала является детектор. На нагрузках детекторов образуются импульсы противоположной полярности. Поэтому с общего нагрузочного сопротивления снимается сигнал, представляющий собой разность выходных сигналов прямого и задержанного каналов.

Для полного подавления сигналов, отраженных от неподвижных объектов, необходимо обеспечить точное

равенство времени задержки сигналов в задержанном канале периоду повторения импульсов. С этой целью в канале синхронизации радиолокационной станции применяется вторая вспомогательная ультразвуковая линия задержки (пусковая), которая находится в одинаковых температурных условиях с основной линией. В цепи синхронизации с вспомогательной линией задержки пусковых импульсов создаются синхронизирующие импульсы, которые подаются на передатчик, индикаторы, каскад выработки запирающих импульсов когерентного гетеродина и в контрольные цепи.

Длина пусковой линии задержки вдвое меньше длины сигнальной линии. Поэтому частота повторения импульсов в цепи самосинхронизации генератора пусковых импульсов в два раза больше требуемой частоты повторения импульсов передатчика радиолокационной станции. Для получения синхронизирующих импульсов с частотой повторения 500 *гц* применяется делитель частоты повторения пусковых импульсов в два раза.

Пусковая линия задержки выполнена из двух стальных трубок, связанных между собой двумя отражателями. Пусковые импульсы передаются через линию задержки на частоте 17 *Мгц*.

Обе ртутные линии задержки помещены в термостат.

Описанная аппаратура СДЦ обеспечивает высокое качество подавления отражений от неподвижных объектов (коэффициент компенсации около 40 *дб*).

Аппаратура СДЦ типа МА 371 (фирма CSF — Франция)

Аппаратура типа МА 371 предназначена для защиты радиолокационных станций десятисантиметрового диапазона волн от мешающего воздействия отражений энергии от неподвижных объектов и пассивных помех.

Комплект МА 371 представляет собой когерентно-импульсный приемник, выполненный по классической схеме, и вычитающее устройство на потенциалоскопе типа ТСМ-13.

Комплект МА 371 легко сопрягается со штатной аппаратурой обычной импульсной радиолокационной станции. Если местный гетеродин штатного приемника недостаточно стабилен по частоте, в состав аппаратуры

радиолокационной станции включается высокостабильный клистронный гетеродин типа OS 221 (скорость ухода частоты не более 7 *кгц/сек*).

Блок-схема аппаратуры типа МА 371 приведена на рис. 128.

Когерентный гетеродин аппаратуры типа МА 371 работает на промежуточной частоте 30 *Мгц*. Фазирование

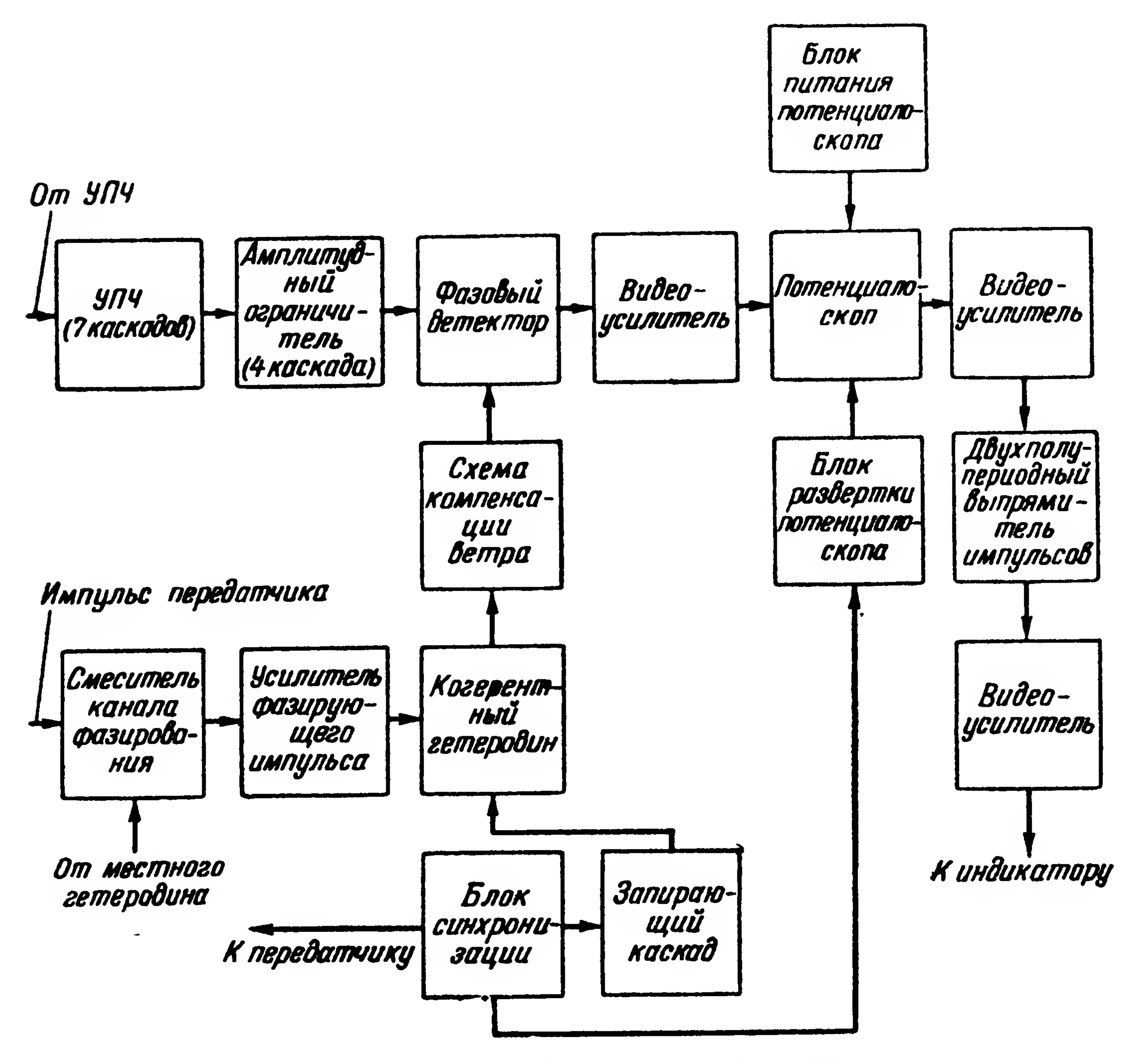


Рис. 128. Блок-схема аппаратуры СДЦ типа МА 371

когерентного гетеродина, как и в предыдущем варианте аппаратуры СДЦ, осуществляется импульсом передатчика, преобразованным в сигнал промежуточной частоты. Для повышения надежности фазирования когерентный гетеродин перед приходом каждого очередного фазирующего импульса выключается на некоторое время.

Выходное напряжение когерентного гетеродина поступает на схему компенсации ветра, где на частоту когерентного напряжения вводится поправка Допплера, определяемая радиальной скоростью движения источни-

ка мешающих отражений, которые оператор радиолокационной станции стремится подавить. Более подробно схема компенсации ветра аппаратуры типа МА 371 будет рассмотрена ниже.

В режиме СДЦ отраженные сигналы с УПЧ штатного приемника подаются на дополнительный УПЧ канала сигнала аппаратуры СДЦ. Дополнительное усиление сигналов на промежуточной частоте диктуется необходимостью доведения их амплитуды до величины, достаточной для надежной работы амплитудного ограничителя канала сигнала.

Амплитудное ограничение сигналов достигается за счет действия сеточного тока лампы и пониженного напряжения питания на ее экранирующей сетке. Амплитудный ограничитель связан через трансформатор с фазовым детектором, имеющим малое входное сопротивление.

Фазовый детектор выполнен по балансной схеме. Параметры схемы фазового детектора подобраны так, что обеспечивается почти линейная зависимость амплитуды выходных сигналов детектора от разности фаз сравниваемых на нем напряжений сигнала и когерентного гетеродина.

Продетектированные сигналы усиливаются в видеоусилителе и подаются через согласующий трансформатор на потенциалоскоп.

Сигналы движущихся целей, снимаемые с выхода потенциалоскопа, представляют собой пульсирующие по амплитуде двухполярные импульсы. Эти импульсы усиливаются четырехкаскадным видеоусилителем, выпрямляются и подводятся к индикаторам радиолокационной станции в виде однополярных пульсирующих по амплитуде сигналов.

Особый интерес представляет схема «компенсации ветра», или, как она названа разработчиком, блок защиты от помех, создаваемых металлизированными лентами (рис. 129).

Работа схемы основана на введении в фазу когерентных колебаний поправки, величина которой пропорциональна радиальной составляющей скорости движения облака металлизированных лент.

Для получения этой поправки и автоматического ее введения в схему компенсации использована зависи-

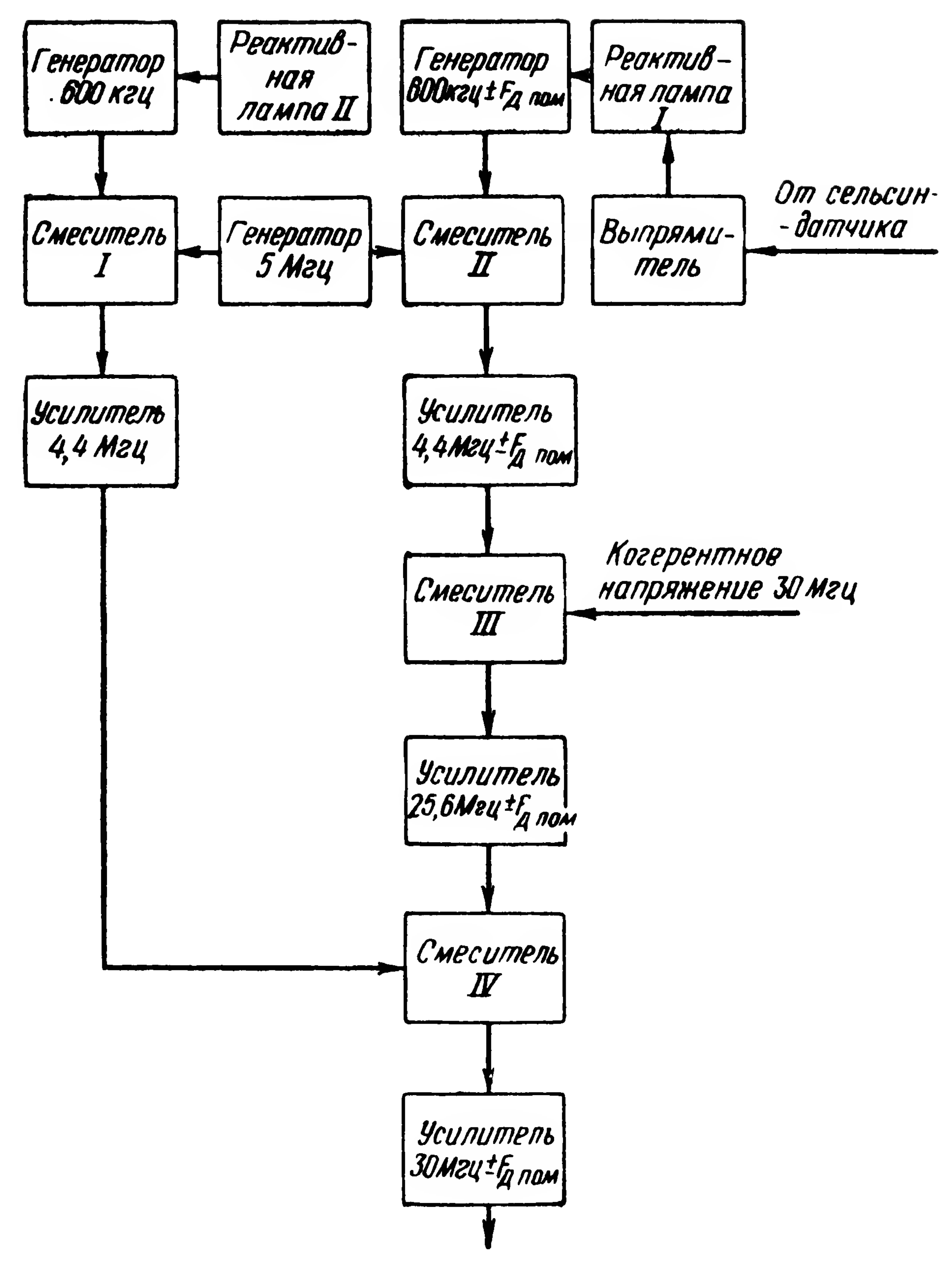


Рис. 129. Блок-схема «компенсации ветра» аппаратуры МА 371

мость радиальной скорости ветра от ориентации антенны в горизонтальной плоскости относительно направления движения облака лент. Эта зависимость носит синусоидальный характер. Элементом, посредством которого положение антенны станции связывается с изменением фазы когерентных колебаний, является сельсин-датчик азимута. Выходное напряжение сельсин-датчика выпрямляется и используется для управления частотой когерентного гетеродина при помощи реактивной лампы *I*.

Основными элементами схемы «компенсации ветра» являются два генератора, один из которых работает на

фиксированной частоте 600 *кгц*, а частота другого может изменяться при помощи реактивной лампы *I* в пределах 600 *кгц* $\pm F_{\text{д пом max}}$, где $F_{\text{д пом max}}$ — максимально возможное для данной радиолокационной станции приращение частоты сигналов, отраженных от движущегося в пространстве облака пассивных помех.

К контуру генератора фиксированной частоты 600 *кгц* подключена реактивная лампа *II*. Однако реактивная лампа *II* в отличие от реактивной лампы *I* не является управляемой. Ее назначение состоит в том, чтобы уменьшить разницу в уходе частот генераторов 600 *кгц* и 600 *кгц* $\pm F_{\text{д пом}}$ при изменении питающих напряжений и температурного режима.

Сигналы частоты 600 *кгц* и частоты 600 *кгц* $\pm F_{\text{д пом}}$ подаются соответственно к смесителям *I* и *II*, на которые также подведено напряжение вспомогательного генератора 5 *Мгц*. Из ряда комбинационных частот в каждом канале выделяется соответственно частота 4,4 *Мгц* и 4,4 *Мгц* $\pm F_{\text{д пом}}$.

Сигнал частоты 4,4 *Мгц* $\pm F_{\text{д пом}}$ подается совместно с напряжением когерентного гетеродина (30 *Мгц*) на смеситель *III*, на выходе которого выделяется сигнал частоты 25,6 *Мгц* $\pm F_{\text{д пом}}$.

Сигнал частотой 25,6 *Мгц* $\pm F_{\text{д пом}}$ в свою очередь подводится к смесителю *IV*, к которому подведено также напряжение фиксированной частотой 4,4 *Мгц*. На выходе четвертого смесителя отфильтровывается когерентное напряжение частотой 30 *Мгц* $\pm F_{\text{д пом}}$.

На фазовый детектор подается преобразованное когерентное напряжение частотой 30 *Мгц* $\pm F_{\text{д пом}}$.

Многоступенчатый способ введения поправки Доплера на частоту когерентного гетеродина обусловлен ограниченными возможностями фильтрации одной из боковых полос сигнала при смешивании двух частот, из которых одна по величине во много раз превосходит другую.

Аппаратура СДЦ типа МА 371 обеспечивает надежное подавление мешающих отражений на дальностях до 100 *км* (коэффициент подавления составляет не менее 28 *дб*).

Выполнение компенсирующего устройства аппаратуры типа МА 371 на потенциалоскопе позволило значительно упростить и снизить габариты и вес системы

СДЦ в целом. Применение потенциалоскопа в качестве средства задержки (вернее средства запоминания сигналов) освободило конструкторов от решения сложной проблемы уравнивания времени задержки сигналов с периодом повторения импульсов.

Радиолокационная станция «Маркони» S-232

Радиолокационная станция «Маркони» S-232 представляет собой когерентно-импульсную систему СДЦ дециметрового диапазона волн (50 *см*).

Выбор длины волны передатчика станции, равной 50 *см*, объясняется следующими преимуществами дециметрового диапазона волн по сравнению с сантиметровым, позволяющими получить высокое качество подавления мешающих отражений:

— уменьшение интенсивности отражений от местных предметов;

— уменьшение влияния отражений от облаков, осадков и т. п.;

— уменьшение амплитудных и фазовых флуктуаций сигналов, отраженных от неподвижных объектов и пассивных помех. (Это особенно важно для улучшения качества работы системы СДЦ.)

Кроме того, в диапазоне менее высоких частот значительно проще обеспечить требуемые стабильности работы частотных элементов (передатчика, когерентного и местного гетеродинов, усилителей сигналов и т. д.).

Аппаратура СДЦ радиолокационной станции S-232 выполнена по истинно когерентной схеме. Направление фазирования выбрано от когерентного гетеродина к передатчику, а не наоборот, как это было в ранее рассмотренных радиолокационных системах СДЦ.

Упрощенная блок-схема станции S-232 в части, касающейся непосредственно работы системы СДЦ, приведена на рис. 130.

Опорным для всех систем станции является сигнал промежуточной частоты 45 *Мгц*, получающийся путем трехкратного удвоения частоты задающего кварцевого генератора 5,625 *Мгц*.

Передающий тракт состоит из балансного смесителя, трех каскадов удвоения частоты, двух каскадов усиления мощности и модулятора.

На балансный смеситель подаются напряжение частотой 60 *Мгц*, получаемое после умножения на шесть частоты кварцевого гетеродина приемника, и напряжение от задающего генератора частотой 5,625 *Мгц*.

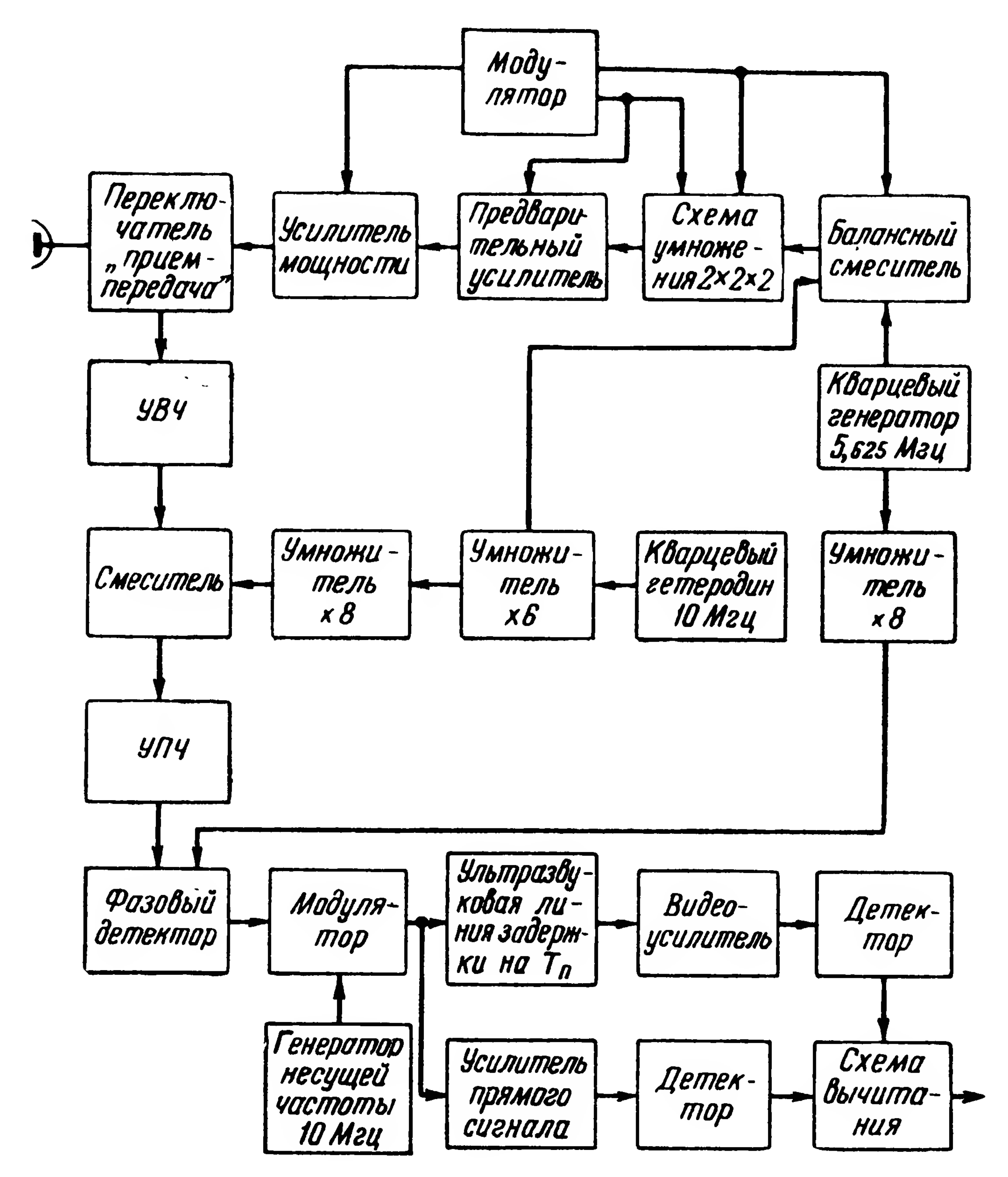


Рис. 130. Блок-схема радиолокационной станции S-232

Снимаемое с выхода смесителя напряжение частотой 65,625 *Мгц* трижды умножается на два каскадами умножения передающего тракта.

Выходное напряжение схемы умножения с несущей частотой 525 *Мгц* используется для раскачки предварительного усилителя мощности.

Выходной каскад усилителя мощности позволяет усилить высокочастотные сигналы до 60 *квт* в импульсе.

Работа передающего тракта синхронизируется при помощи импульсов длительностью 9, 6 и 4 или 2 *мксек*, которые вырабатываются в модуляторе. Импульс модулятора длительностью 9 *мксек* поступает на балансный смеситель и первый каскад удвоения частоты передающего тракта, обеспечивая формирование высокочастотного импульса с временем нарастания переднего фронта около 1,5 *мксек*. Импульс длительностью 6 *мксек* служит для включения (модуляции) двух последующих каскадов удвоения частоты и предварительного усилителя мощности. Импульс длительностью 4 (или 2) *мксек* подается на выходной каскад усилителя мощности и определяет длительность излучаемых в пространство высокочастотных сигналов.

Применение такой многокаскадной схемы модуляции позволило получить зондирующий импульс передатчика очень хорошей и стабильной формы.

Приемный тракт радиолокационной станции выполнен по обычной схеме.

Для преобразования принятых сигналов в сигналы промежуточной частоты 45 *Мгц* используется умноженное по частоте на 48 напряжение кварцевого генератора 10 *Мгц*.

В режиме СДЦ сигналы с выхода УПЧ приемника подаются на фазовый детектор. В качестве когерентного напряжения используется напряжение опорного кварцевого генератора 5,625 *Мгц*, умноженное по частоте на восемь. Таким образом, сравнение фаз отраженных сигналов с фазой когерентного напряжения осуществляется на промежуточной частоте.

Фазовый детектор радиолокационной станции S-232, по сути дела, является амплитудно-фазовым, так как амплитудного ограничения сигналов в тракте УПЧ нет.

Введение ограничения сигналов на промежуточной частоте в приемнике радиолокационной станции S-232 не имеет практически никакого смысла, так как амплитудные флуктуации мешающих отражений сведены к минимуму вследствие работы станции в диапазоне более длинных (по сравнению с ранее рассмотренными станциями) волн, высокостабильной формы зондирующих импульсов передатчика и применения в тракте УПЧ мгновенной автоматической регулировки усиления.

Таким образом, величина выходных сигналов фазового детектора является функцией не только фазы, но и амплитуды принятых сигналов.

Компенсирующее устройство аппаратуры СДЦ станции S-232 выполнено по классической схеме с череспериодным вычитанием сигналов при помощи ультразвуковой линии задержки.

Задержка сигналов осуществляется на вспомогательной несущей частоте 10 *Мгц*. Сигналы, подлежащие задержке, подводятся к передающему кварцу *X*-среза.

Звукопроводящей средой линии задержки является вода при температуре 72° С. Температура 72° С соответствует оптимальной точке температурной зависимости времени задержки сигналов в линии.

Полоса пропускания водяной линии задержки при несущей частоте сигналов 10 *Мгц* равна всего 350 *кгц*, что, конечно, сказывается на искажении формы передаваемых импульсов. Возникающие искажения формы задержанных сигналов компенсируются специальным усилителем и фильтром, включенными в канал прямого сигнала. Вследствие этого форма выходных сигналов обоих каналов примерно одинакова.

Для повышения степени компенсации мешающих отражений частота повторения импульсов передатчика стабилизируется кварцевым генератором.

Аппаратура СДЦ радиолокационной станции S-232 обеспечивает высокое качество подавления мешающих отражений. Максимальный коэффициент подавления отражений от местных предметов, обусловленный нестабильностью работы узлов радиолокационной станции, составляет 40 *дб*. При наихудших условиях работы системы СДЦ (частота повторения импульсов 560 *гц*, скорость вращения антенны 10 *об/мин*) коэффициент подавления уменьшается до 32 *дб*.

3. Измерение параметров аппаратуры селекции движущихся целей

Выше были рассмотрены требования, предъявляемые к стабильности работы как самой аппаратуры СДЦ, так и некоторых узлов радиолокационной станции, оказывающих влияние на качество селекции сигналов от движущихся целей и степень подавления мешающих отражений.

При настройке аппаратуры СДЦ наряду с контрольно-измерительной аппаратурой общего назначения и общеизвестными методами проверки приемно-индикаторного тракта импульсной радиолокационной станции применяются специальные приборы и схемы измерения параметров, характеризующих когерентно-импульсный режим работы станции.

Применяемые методы измерения параметров аппаратуры СДЦ обладают различной степенью точности и сложности. Часть измерений может быть проведена силами персонала, обслуживающего радиолокационную станцию. Другая же часть измерений производится только в цеховых или лабораторных условиях.

Проверка стабильности работы передатчика

Основными параметрами передатчика радиолокационной станции, влияющими на качество работы аппаратуры СДЦ, являются уход частоты в течение времени существования зондирующего импульса и изменение частоты от импульса к импульсу.

Измерение ухода частоты в течение длительности зондирующего импульса передатчика. Измерить уход частоты генератора Δf_0 за время длительности импульса $\tau_и$ можно при помощи анализатора спектра, например, отечественного прибора С4-5 (АСШ-2) или приборов более раннего выпуска С4-1 (ИВ-46) — в десятисантиметровом диапазоне волн и ИВ-66 — в трехсантиметровом диапазоне волн.

Требование к стабильности частоты передатчика в течение длительности зондирующего импульса задается для каждого типа радиолокационных станций в зависимости от их целевого назначения и характеризуется величиной, показывающей допустимый уход частоты передатчика ($\Delta f_{0доп}$) в течение длительности его импульса $\tau_и$:

$$\Delta f_{0\,доп} \leqslant \frac{B}{\tau_и}, \qquad (5.6)$$

где B — коэффициент, характеризующий степень жесткости требования к стабильности частоты передатчика.

В зависимости от целевого назначения радиолокационной станции и тактико-технических требований, предъявляемых к ней, коэффициент B имеет различные значения (обычно $B = 0{,}2 \div 0{,}3$).

Если коэффициент B принять равным 0,2, то требование к стабильности частоты передатчика в течение длительности зондирующего импульса примет вид $\Delta f_0 \leqslant \frac{0{,}2}{\tau_и}$.

При длительности импульса $\tau_и = 2$ *мксек* допустимый уход частоты передатчика в импульсе составляет 100 *кгц*.

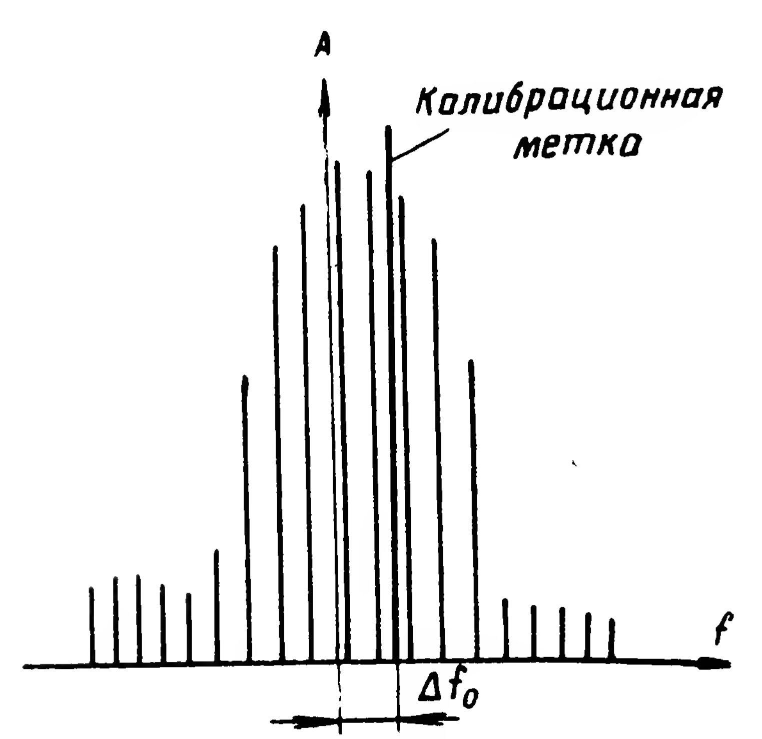


Рис. 131. Смещение «центра тяжести» спектра относительно калибрационной метки

Измерить величину ухода частоты передатчика в течение длительности зондирующего импульса можно путем снятия спектрограммы одиночного импульса (в простейшем случае путем фотографирования с большой скоростью экрана спектроанализатора с малоинерционным лучом). Уход частоты в импульсе определяется по смещению «центра тяжести» его спектра относительно калибрационной метки (рис. 131). Так как горизонтальная развертка анализатора спектра имеет частотный масштаб, то величина смещения центра спектра отсчитывается непосредственно в единицах измерения частоты.

Измерение ухода частоты передатчика от импульса к импульсу. Для измерения ухода частоты передатчика от импульса к импульсу используется широкополосный градуированный дискриминатор. (Ширина полосы пропускания дискриминатора выбирается из условия неискаженной передачи исследуемых импульсов.) На дискриминатор подаются напряжения от испытываемого передатчика и стабильного клистронного гетеродина.

Блок-схема измерения приведена на рис. 132, а на рис. 133 изображен примерный вид выходной характеристики дискриминатора.

Изменяя частоту клистронного генератора, добиваются примерного равенства частоты биений $F_б$ сигнала передатчика с сигналом клистронного генератора средней частоте дискриминаторной характеристики $f_{ср}$.

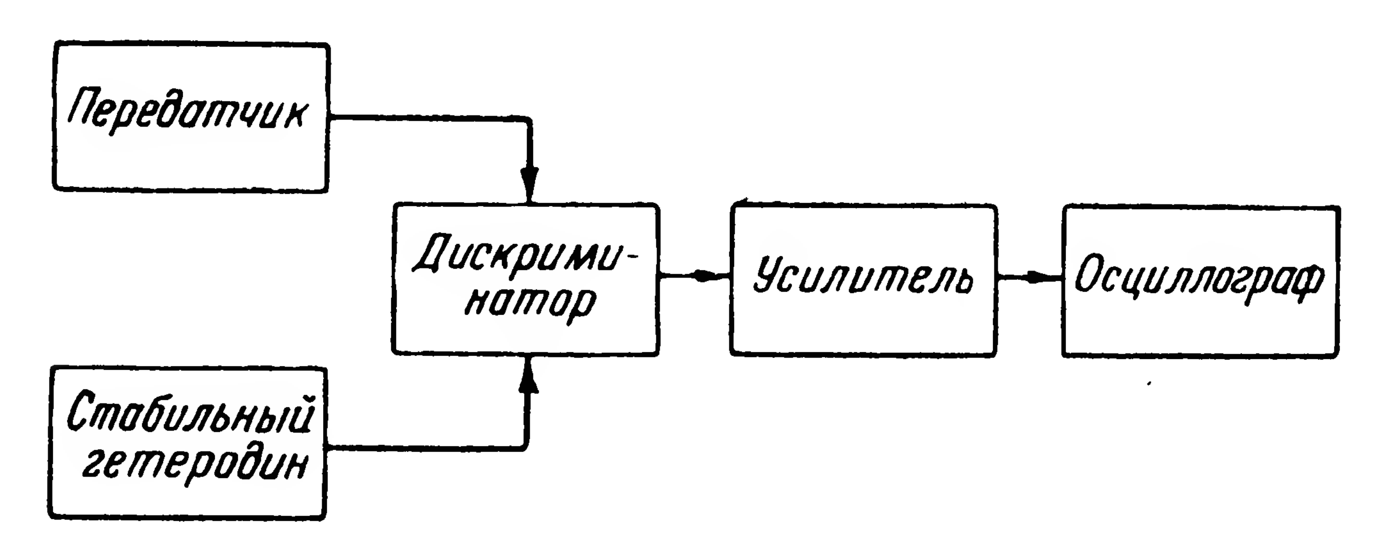


Рис. 132. Блок-схема измерения ухода частоты передатчика от импульса к импульсу с использованием дискриминатора

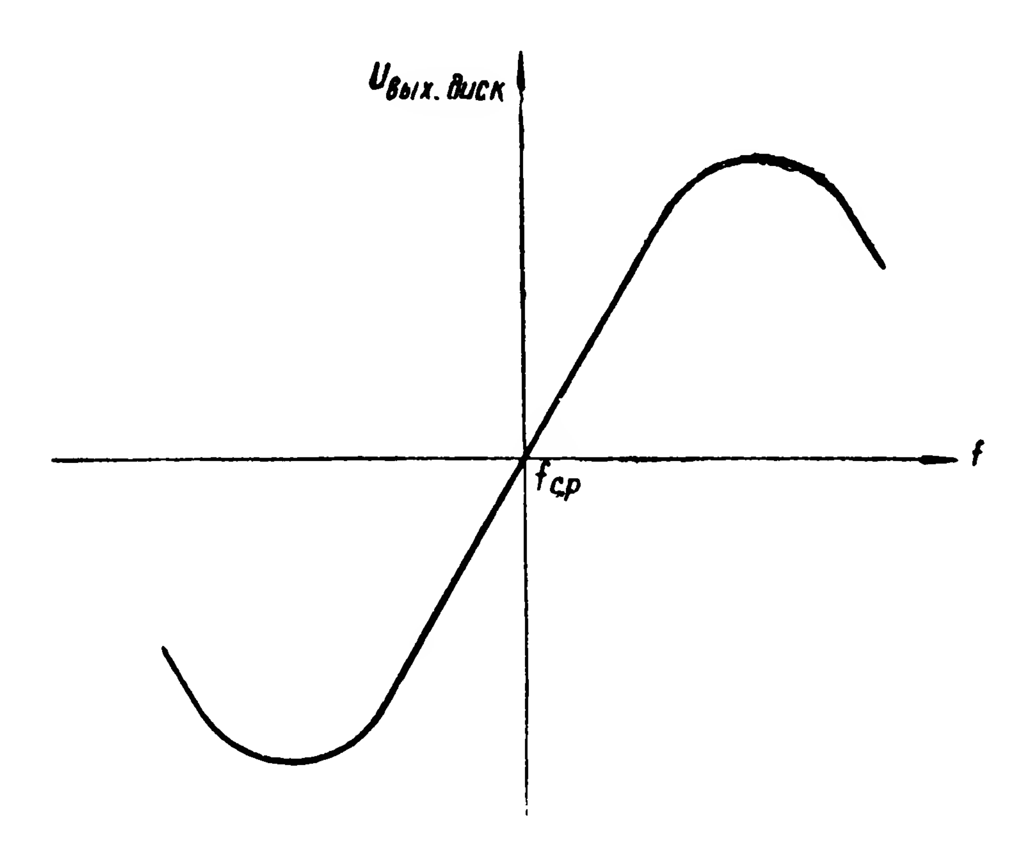


Рис. 133. Выходная характеристика дискриминатора

С выхода дискриминатора снимаются импульсы, промодулированные по амплитуде в соответствии с характером изменения частоты передатчика от импульса к импульсу.

Оконечным устройством схемы измерения является осциллограф. Сфотографировав осциллограмму выходных сигналов дискриминатора, можно легко измерить разность амплитуд ΔU соседних импульсов (рис. 134).

Частота биений сигналов, подаваемых на дискриминатор, равна

$$F_б = f_{кл.г} - f_0,$$

где $f_{кл.г}$ — частота стабильного клистронного гетеродина;

f_0 — частота испытываемого передатчика.

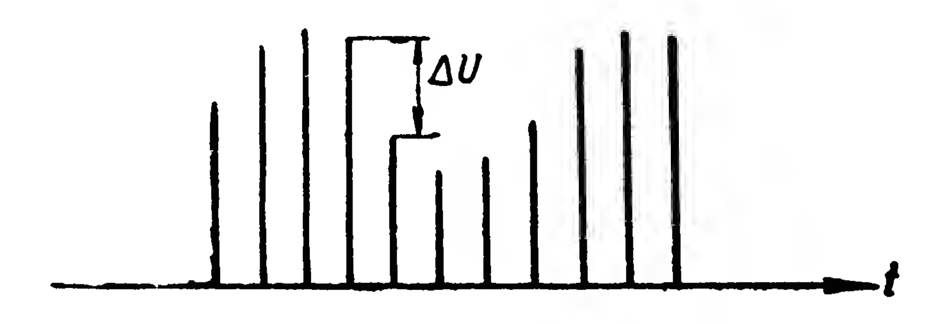


Рис. 134. Измерение разности амплитуд ΔU соседних импульсов

Так как амплитуда выходных сигналов дискриминатора определяется крутизной его выходной характеристики $K_{диск} = \frac{dU}{df}$, то, зная максимальную величину ΔU_{max}, нетрудно найти максимальный уход частоты передатчика от импульса к импульсу:

$$\Delta f_{0max} = \frac{\Delta U_{max}}{K_{диск}}. \qquad (5.7)$$

Дискриминатор сравнительно просто и точно градуируется при помощи звукового генератора и лампового вольтметра.

Исследования показали, что изменения частоты передатчика от импульса к импульсу имеют периодический характер и в значительной степени увеличиваются при питании цепи накала генератора переменным током.

Этот же метод можно применить для определения степени стабильности частоты передатчика за время длительности импульса. Полоса пропускания дискриминатора выбирается из условия неискаженной передачи самого короткого из исследуемых импульсов, т. е.

$$\Delta F_{диск} = \frac{1 \div 3}{\tau_{и\,min}}.$$

Только в этом случае амплитуда сигнала на выходе дискриминатора изменяется пропорционально величине ухода частоты передатчика за время длительности импульса.

Проверка стабильности гетеродина приемника

При измерении стабильности частот когерентного и местного гетеродинов возникают значительные трудности, связанные с необходимостью иметь источник опорных колебаний более стабильный, чем исследуемые гетеродины. Кроме того, проверяемый и опорный генераторы необходимо развязать друг от друга во избежание синхронизации. Для этого применяют смесительные головки, на которые поступают небольшие мощности от обоих генераторов.

С повышением частот генераторов достичь нужной точности измерений становится более трудно и схемы измерения приходится все более и более усложнять.

Метод биений с использованием приемника. Блок-схема измерений показана на рис. 135. На смеситель поступают колебания с исследуемого и стабильного гетеродинов. В приемник сигнал подается на частоте, равной разности частот этих генераторов. Значение разностной частоты колеблется от сотен килогерц до нескольких мегагерц. С выхода приемника снимаются низкочастотные колебания, являющиеся результатом биений разностной частоты генераторов с промежуточной частотой приемника. Биения промодулированы по частоте скоростью ухода частоты испытываемого гетеродина.

Результат работы такой схемы очень удобно исследовать на двухлучевом осциллографе. Если на вход пер-

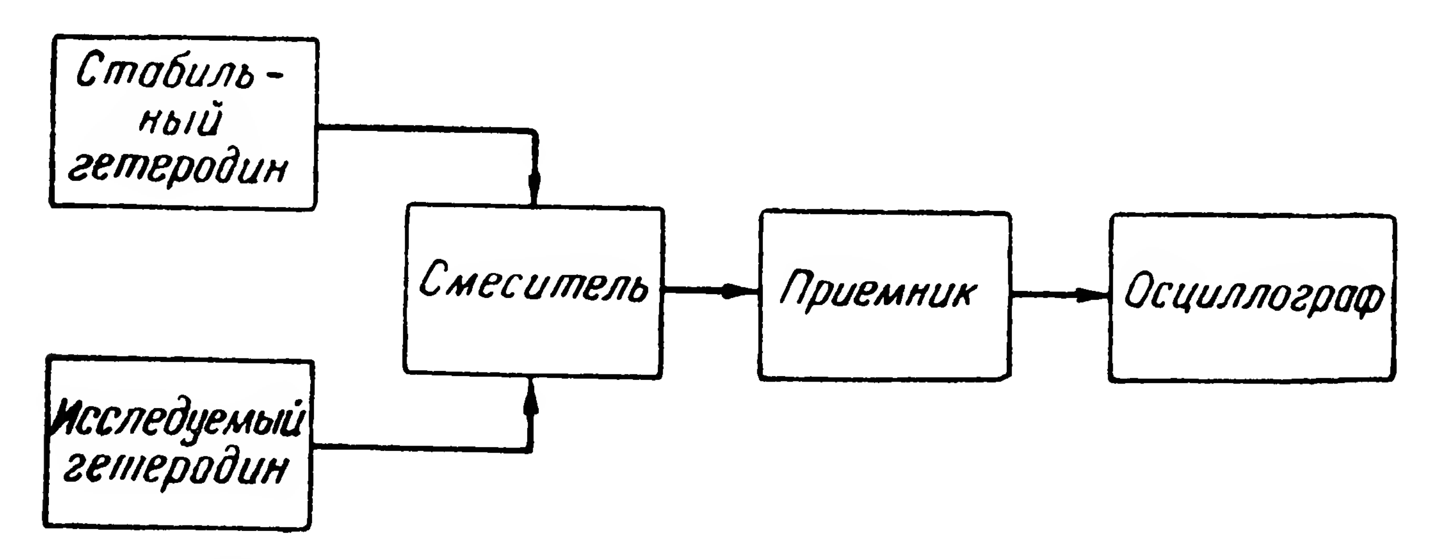


Рис. 135. Блок-схема измерения стабильности частоты гетеродина приемника по методу биений

вого луча подать интересующий нас сигнал биений, а на вход второго — калибрационный сигнал от высокостабильного низкочастотного генератора, то можно весьма точно измерить максимальную скорость ухода частоты гетеродина.

Перестройкой генератора низкой частоты находят частоту, соответствующую (по длительности периода) частоте биений, что иллюстрируется рис. 136. Минимальную частоту биений $F_{б\,min}$ находят по равенству полупериода колебаний звукового генератора участку *1—2* (рис. 136, *а*). Аналогично находят максимальную частоту биений по равенству полупериода колебаний звукового генератора участку *3—4* на рис. 136, *б*. Отсчет производится по шкале звукового генератора. Максимальная скорость ухода частоты

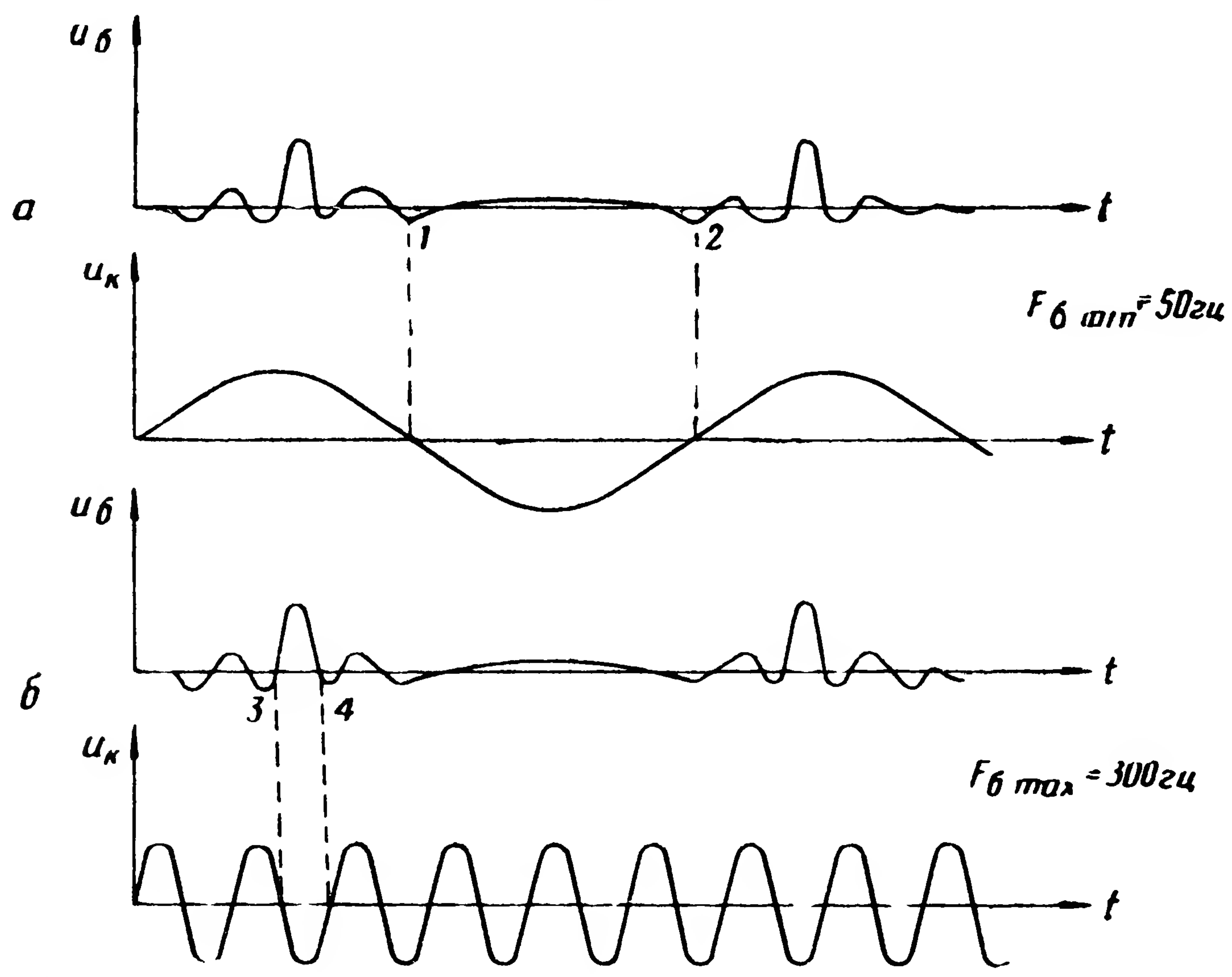


Рис. 136. Графики, иллюстрирующие использование метода биений для измерения стабильности гетеродина:

а — определение минимальной частоты биений $F_{б\,min}$; *б* — определение максимальной частоты биений $F_{б\,max}$

$$\frac{df}{dt} = \frac{F_{б\max}}{\Delta t}, \tag{5.8}$$

где $\Delta t = \dfrac{1}{F_{б\min}}$.

В приведенном примере (рис. 136) при $F_{б\,max} = 300$ *гц*, $\Delta t = 20$ *мсек* максимальная скорость ухода частоты равна $15 \frac{кгц}{сек}$.

Метод измерений при помощи приемника из-за своей простоты нашел широкое применение. Однако точность его в некоторых случаях оказывается недостаточной.

Метод дискриминатора. Бóльшая точность измерения стабильности частоты гетеродина может быть получена, если применить градуированный дискриминатор с большой крутизной характеристики.

Блок-схема такого метода измерения стабильности частот гетеродинов изображена на рис. 137.

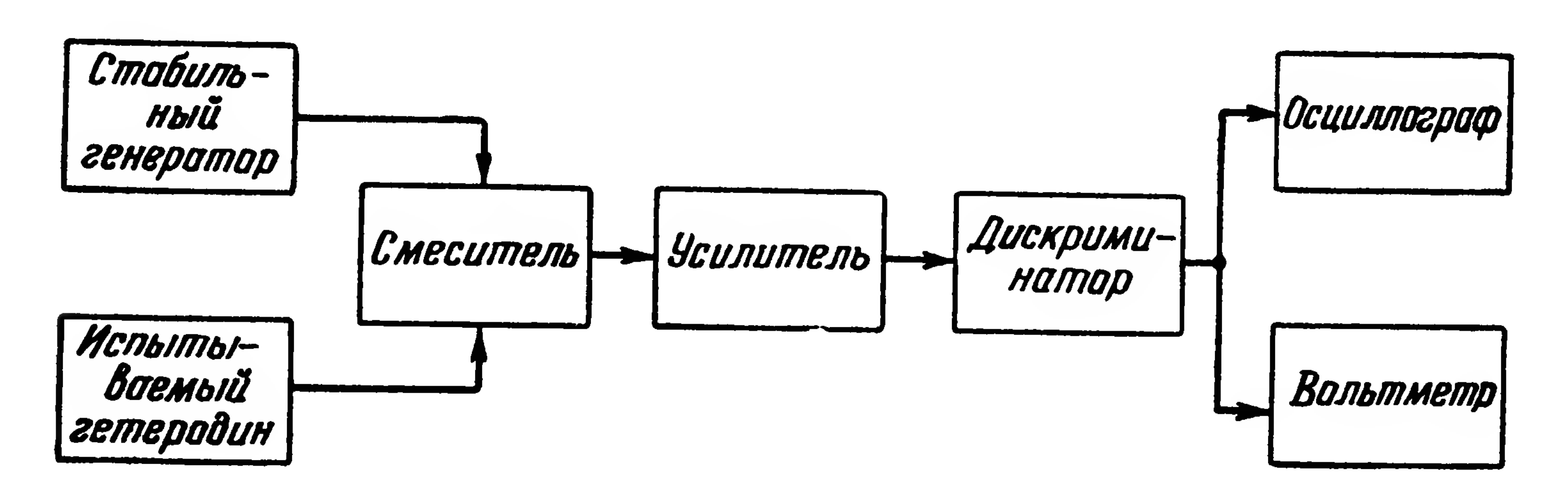


Рис. 137. Блок-схема измерения стабильности частоты гетеродина приемника с использованием градуированного дискриминатора

Точность измерений зависит от величины крутизны характеристики дискриминатора.

Приемлемые значения крутизны дискриминаторной характеристики $\left(40—50 \frac{мв}{гц}\right)$ удается получить при средней частоте дискриминатора 100 *кгц*. Это позволяет определить изменения частоты в пределах нескольких килогерц.

Как уже указывалось, обычно изменение частоты генератора происходит с частотой питающей сети. Мгновенное значение частоты биений измеряемого и опорного гетеродинов

$$F_{б_i} = \frac{1}{2\pi} (\omega_г + \Delta\omega_м \sin \Omega_м t),$$

где $\Delta\omega_м$ — амплитуда модуляции;

$\Omega_м$ — частота модуляции.

Теперь можно найти скорость ухода частоты

$$\frac{dF_{бi}}{dt}=\frac{\Delta\omega_м}{2\pi}\,\Omega_м\cos\Omega_м t. \qquad (5.9)$$

Максимальной скорость изменения частоты будет при $\cos\Omega_м t=1$:

$$\left(\frac{dF_{бi}}{dt}\right)_{max}=\Delta\omega_м F_м.$$

С выхода дискриминатора снимается переменное напряжение с частотой $\Omega_м$ и амплитудой

$$U=K_{диск}\,\Delta f_м,$$

где

$$\Delta f_м=\frac{\Delta\omega_м}{2\pi}.$$

Выходное напряжение дискриминатора можно замерить ламповым вольтметром. Характер частотных изменений напряжения удобно исследовать при помощи осциллографа.

Проверка стабильности когерентного гетеродина

Стабильность частоты когерентного гетеродина может быть проверена теми же способами, которые применяются для проверки стабильности частоты гетеродина приемника.

Определенный интерес представляет возможность оценки стабильности частоты когерентного гетеродина с использованием штатной аппаратуры СДЦ (без подключения дополнительных контрольно-измерительных приборов).

Метод грубой проверки стабильности частоты когерентного гетеродина при помощи линии задержки

Стабильность частоты когерентного гетеродина можно грубо оценить, использовав штатную аппаратуру СДЦ радиолокационной станции.

Для этого когерентный гетеродин переводится в режим непрерывной генерации собственной частоты (фазирующий импульс в контур когерентного гетеродина не

подается, канал запирания когерентного гетеродина отключается). Часть энергии генерируемых гетеродином колебаний ответвляется на ультразвуковую линию задержки системы СДЦ и затем сравнивается через период повторения импульсов передатчика с незадержанными колебаниями когерентного гетеродина (рис. 138). Разность фаз сравниваемых сигналов определяет уровень выходного напряжения схемы сравнения.

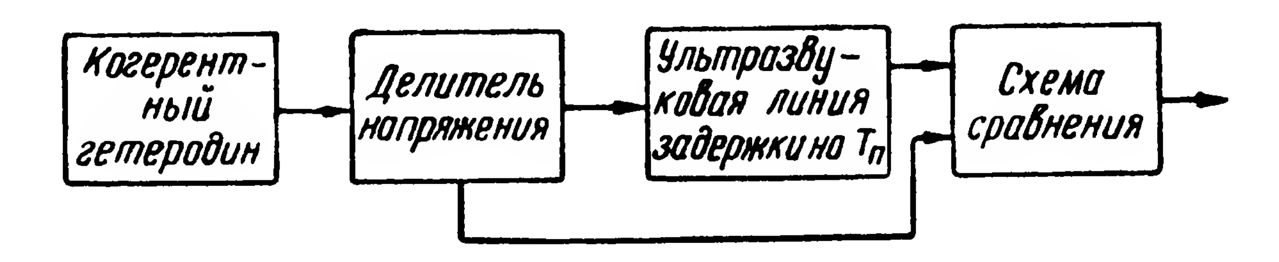


Рис. 138. Блок-схема грубой проверки стабильности частоты когерентного гетеродина с использованием ультразвуковой линии задержки

Если когерентный гетеродин абсолютно стабилен по частоте, то разность фаз его задержанных и незадержанных колебаний на входе схемы сравнения остается неизменной (при условии, что время задержки сигналов в ультразвуковой линии не изменяется и, следовательно, с выхода схемы сравнения снимается постоянное по амплитуде напряжение.

Если частота когерентного гетеродина нестабильна, то разность фаз задержанных и незадержанных сигналов на входе схемы сравнения непрерывно меняется, а следовательно, изменяется и уровень выходного напряжения схемы сравнения. По величине изменения уровня выходного напряжения схемы сравнения судят о скорости ухода частоты когерентного гетеродина.

Стабильность частоты когерентного гетеродина оценивается этим методом очень грубо. Поэтому метод практически используется очень редко.

Проверка стабильности когерентного гетеродина методом фазового детектора. Для проверки стабильности работы когерентного гетеродина более рационально использовать измерительную схему, приведенную на рис. 139, так как она дает возможность не только измерить стабильность частоты когерентного гетеродина, но также проверить качество его фазирования и исследовать характеристику фазового детектора.

Частота повторения импульсов задается генератором импульсов запуска. Колебания опорного кварцевого генератора после умножителя поступают на модулятор, с выхода которого импульсы с несущей частотой, равной $f_{кг}$, поступают на когерентный гетеродин и фазируют его.

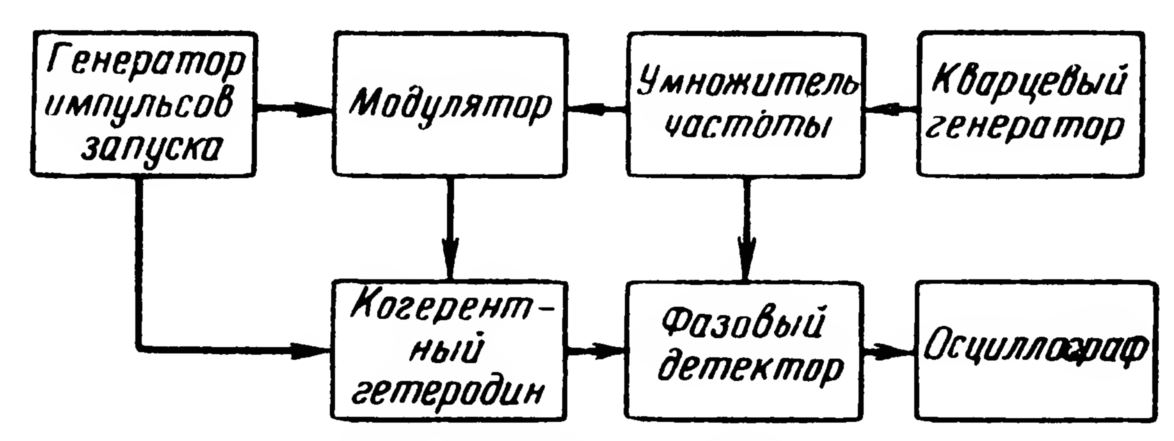


Рис. 139. Блок-схема проверки стабильности частоты когерентного гетеродина методом фазового детектора

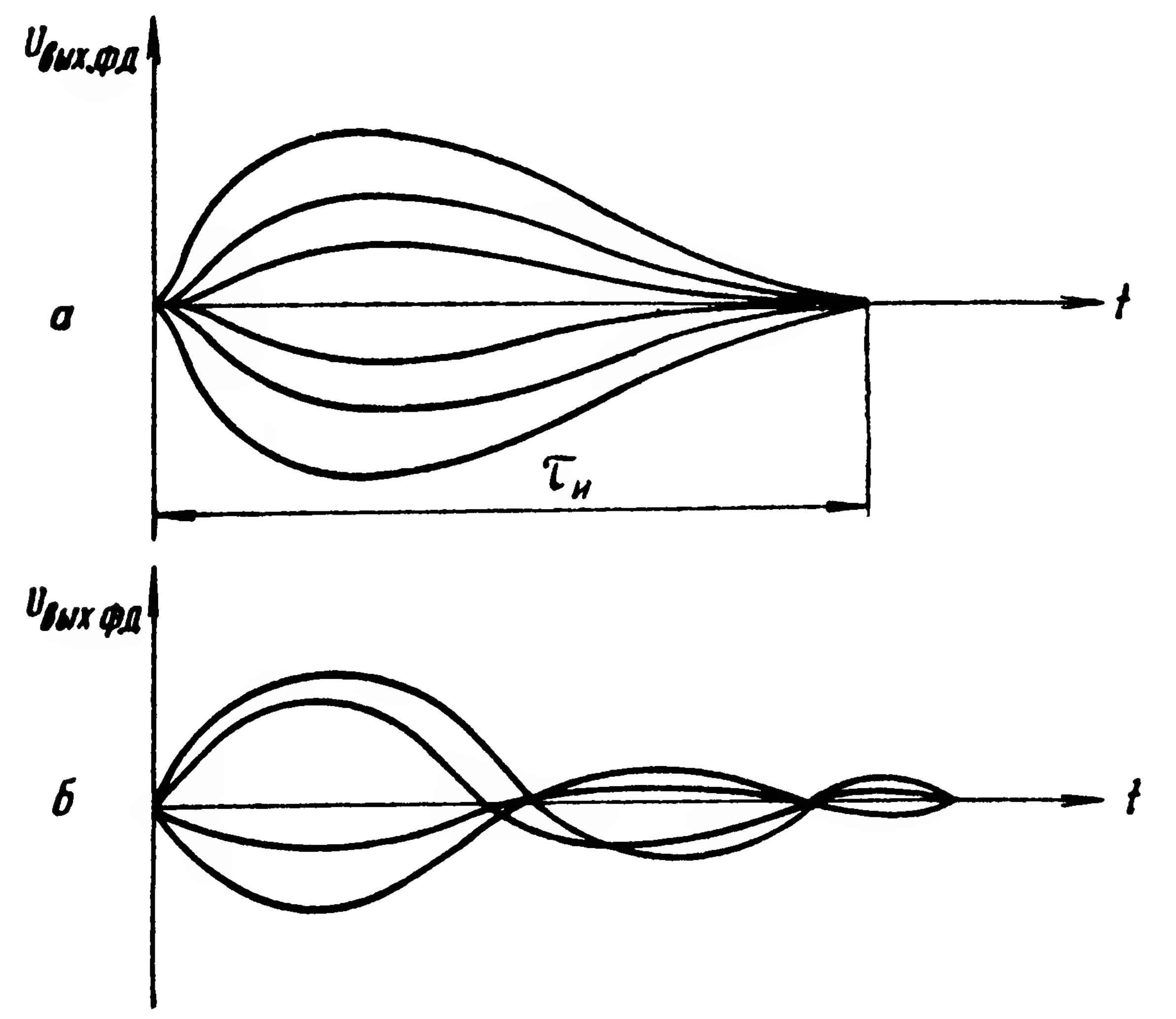


Рис. 140. Осциллограммы выходного напряжения фазового детектора:

а — при хорошем качестве фазирования; *б* — при некогерентности сравниваемых колебаний

С выхода когерентного гетеродина колебания поступают на фазовый детектор, где сравниваются с колебаниями опорного сигнала, поступающего с умножителя частоты.

Примерный вид осциллограммы, наблюдаемой при этом на экране осциллографа, изображен на рис. 140.

При хорошем качестве фазирования когерентного гетеродина на экране осциллографа наблюдается стабильная картина (рис. 140, *а*), в случае некогерентности сравниваемых колебаний будет виден периодический сигнал, появляющийся из-за «набегания» фазы (рис. 140, *б*). Если на один период этого сигнала T приходится n периодов колебаний кварцевого генератора, то можно заключить, что за время T произошел сдвиг фазы проверяемого генератора на n периодов и, следовательно, разность частот сравниваемых генераторов равна $\frac{1}{nT_{\text{к.г}}}$.

Таким образом, зная частоту опорного кварцевого генератора и разность частот $\frac{1}{nT_{\text{к.г}}}$, можно найти величину ухода частоты когерентного гетеродина, а по характеру наблюдаемой осциллограммы оценить качество фазирования.

Проверка фазирования когерентного гетеродина. Блок-схема установки для проверки качества фазирования когерентного гетеродина при помощи контрольного фазирующего импульса приведена на рис. 141.

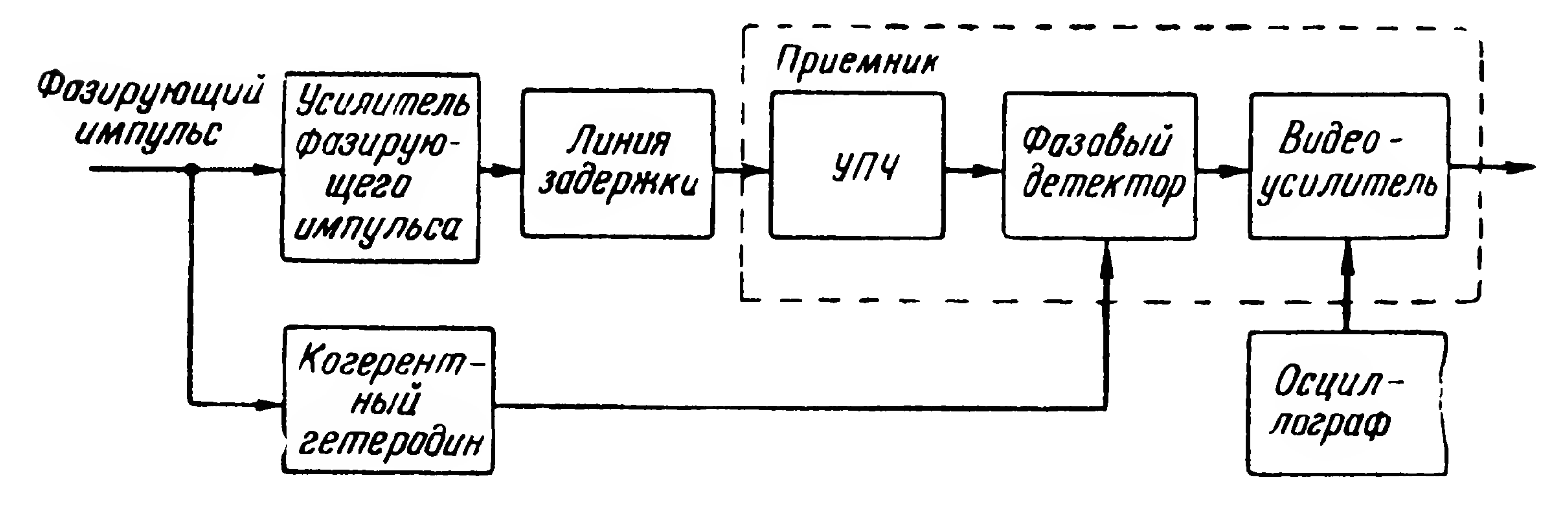


Рис. 141. Блок-схема установки для проверки качества фазирования когерентного гетеродина при помощи контрольного фазирующего импульса

В режиме контроля фазирующий импульс промежуточной частоты через дополнительный усилитель и короткую линию задержки (на несколько микросекунд) подается в основной тракт приемника.

Фазирование когерентного гетеродина осуществляется обычным порядком.

В основной тракт приемника фазирующий импульс поступает через несколько микросекунд после подачи

его на когерентный гетеродин. В фазовом детекторе приемника происходит сравнение фазы контрольного фазирующего импульса с фазой колебаний когерентного гетеродина. Если когерентный гетеродин фазируется правильно, то фаза его колебаний в каждом периоде повторения импульсов строго когерентна с фазой задержанного фазирующего импульса и поэтому последний наблюдается на выходе приемника в виде устойчивого сигнала. Наличие амплитудных пульсаций контрольного сигнала на выходе приемника свидетельствует о неточном фазировании когерентного гетеродина.

Задержанный фазирующий импульс промежуточной частоты является результатом биений частот передатчика и местного гетеродина. К моменту сравнения фазы контрольного фазирующего импульса с фазой когерентного напряжения когерентный гетеродин генерирует уже колебания собственной частоты. Если частота колебаний когерентного гетеродина отличается от промежуточной частоты приемника, то контрольный импульс, снимаемый с выхода приемника, флуктуирует по амплитуде. При этом степень амплитудных флуктуаций контрольного импульса почти линейно зависит от величины расстройки частоты когерентного гетеродина относительно промежуточной частоты приемника.

Частота когерентного гетеродина регулируется так, чтобы выходной контрольный импульс приемника имел устойчивую форму с плоской вершиной или пульсировал по амплитуде в допустимых пределах.

Во избежание паразитных искажений формы контрольного фазирующего импульса при прохождении его через дополнительный усилитель и линию задержки промежуточной частоты полоса пропускания указанных элементов выбирается достаточно широкой.

Если подстройка частоты когерентного гетеродина желаемых результатов не дает, то качество фазирования может быть повышено увеличением амплитуды фазирующего импульса и увеличением времени запирания когерентного гетеродина перед началом фазирования.

Метод проверки фазирования когерентного гетеродина при помощи контрольного фазирующего импульса достаточно прост, но точность его невысока.

Измерение стабильности системы местный гетеродин — когерентный гетеродин

Блок-схема, изображенная на рис. 142, очень удобна для определения степени стабильности системы местный гетеродин — когерентный гетеродин.

По своему характеру сигнал, поступающий на смеситель, подобен сигналу, отраженному от неподвижного объекта, так как частота стабильного генератора отли-

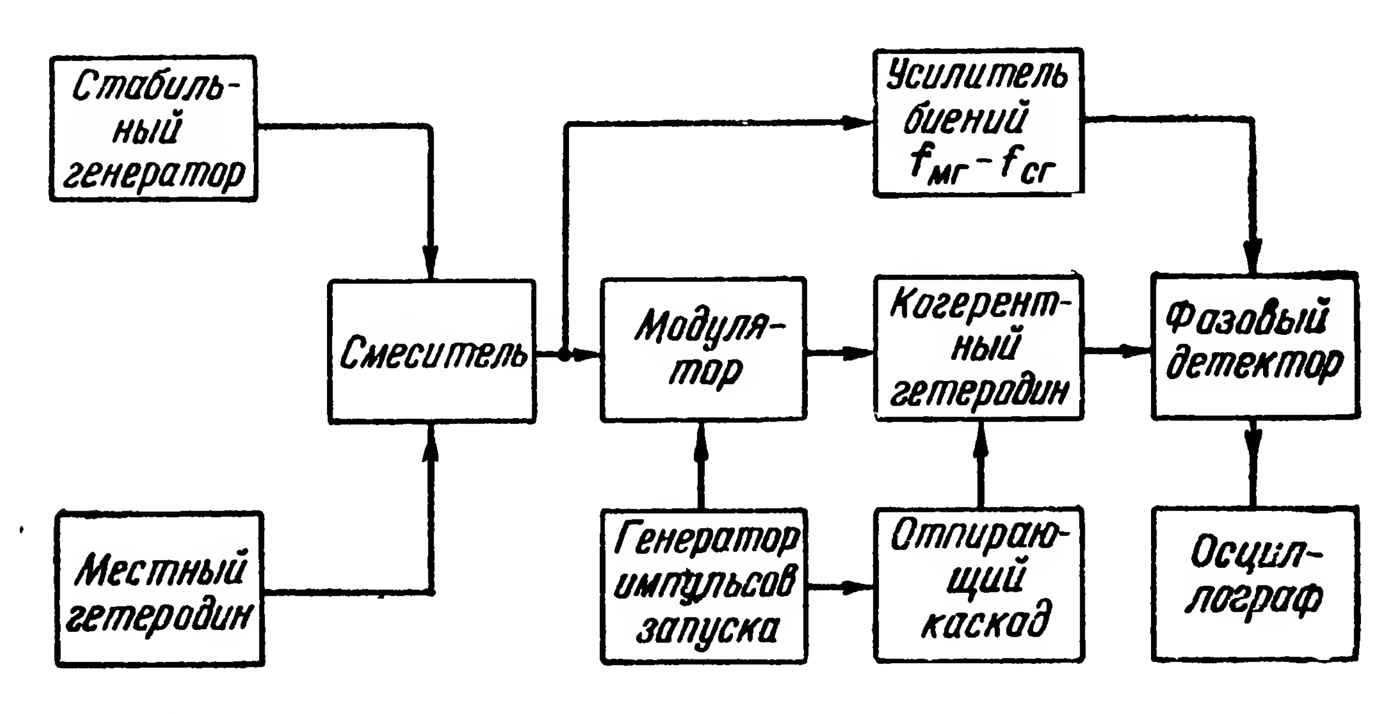


Рис. 142. Блок-схема измерения стабильности системы местный гетеродин—когерентный гетеродин

чается от частоты местного гетеродина на величину промежуточной частоты $f_{пр}$. Частота $f_{пр}$ выделяется в смесителе и после усиления поступает на фазовый детектор, куда подается также сигнал от когерентного гетеродина. Таким образом, работа данной схемы измерения подобна работе фазовой части системы СДЦ радиолокационной станции. При этом импульсы передатчика заменены импульсами модулятора.

Если существует разность в частотах когерентного гетеродина и промежуточной, то на экране осциллографа наблюдается синусоидальная кривая с флуктуациями, заметными по размытости линии.

Нестабильность частоты системы местный гетеродин — когерентный гетеродин проявляется в виде изменения амплитуды сигнала на выходе фазового детектора, пропорционального времени наблюдения t_1 (рис. 143).

По осциллограмме можно оценить величину остаточного сигнала от неподвижного объекта в любой момент времени и нестабильность фазы когерентного гетеродина.

Предположим, что за время T работы когерентного гетеродина укладывается n периодов частоты биений,

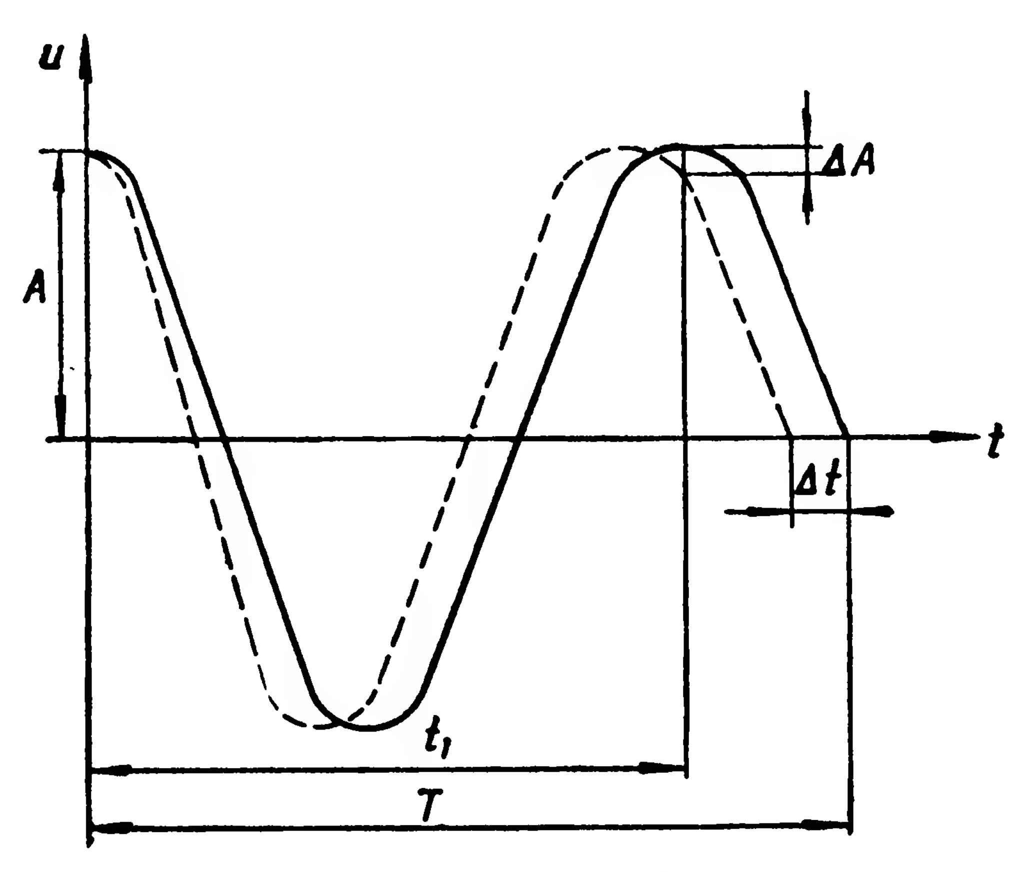


Рис. 143. Изменение амплитуды сигнала на выходе фазового детектора при нестабильности частоты системы местный гетеродин—когерентный гетеродин

т. е. разность между частотой когерентного гетеродина и частотой биений равна $\frac{n}{T}$. Зная флуктуацию частоты во времени (Δt), можно легко определить флуктуацию фазы в конце периода T:

$$\Delta\varphi_{\text{т}} = \frac{\Delta t}{T} n 2\pi. \qquad (5.10)$$

Стабильность работы системы местный гетеродин — когерентный гетеродин в целом характеризуется изменением амплитуды выходных сигналов фазового детектора:

$$\Delta\varphi_{t_1} = k' \frac{\Delta A}{A}. \qquad (5.11)$$

Имея фотографию кривой, изображенной на рис. 143, можно найти величину $\Delta\varphi$ в любой момент времени.

Обычно необходимо знать стабильность системы в пределах одного периода повторения. Например, если отношение $\frac{\Delta A}{A} = 10\%$ в момент времени $t_1 = 1000$ *мксек*, то можно сказать, что степень уменьшения сигнала от неподвижной цели на дальности 75 *км* будет равна 5%. В этих же условиях при $n = 1$ и $\frac{\Delta t}{T} = 2\%$ флуктуация фазы равна $\Delta\varphi_T = \frac{2\pi}{50}$. Если частота повторения импульсов $F_п = 500$ *гц*, то стабильность системы будет $\frac{df}{dt} = \frac{\Delta\varphi_T F_п}{2\pi T} = 10$ *кгц/сек*.

При значительной размытости синусоиды в точке, соответствующей интересующему нас моменту времени,

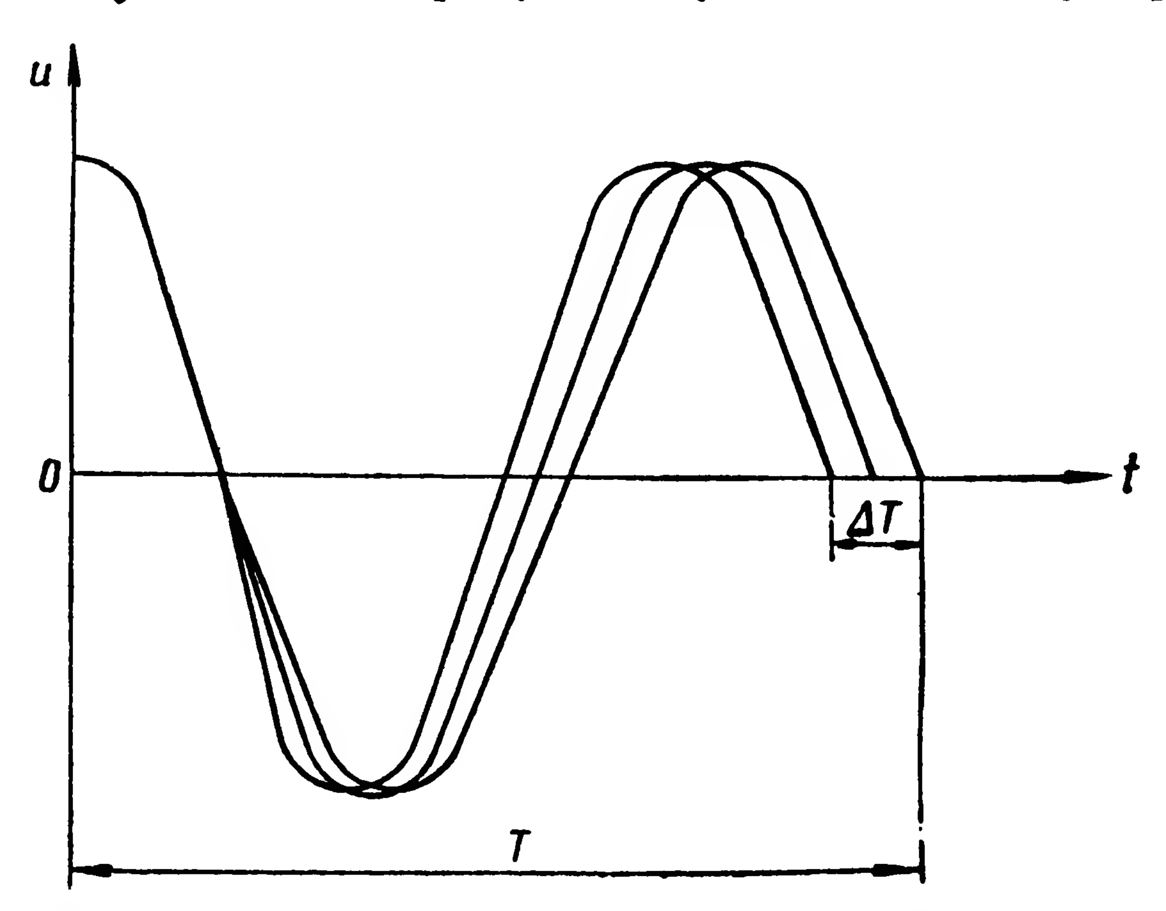


Рис. 144. Определение по осциллограмме величины ΔT

можно применить другой способ оценки стабильности фазы. Установив на развертке 1—1,5 периода биений гетеродинов (рис. 144), находят ширину размытой части кривой ΔT. Нестабильность фазы за время T будет равна

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta T}{T - \frac{\Delta T}{2}} \cdot 100\%. \qquad (5.12)$$

Проверка стабильности периода повторения импульсов передатчика

Прибор, блок-схема которого показана на рис. 145, позволяет с точностью до 0,01 *мксек* измерить стабильность частоты повторения импульсов.

В состав прибора входят следующие основные узлы: специальный индикатор, блок горизонтальной развертки, линия задержки и видеоусилитель.

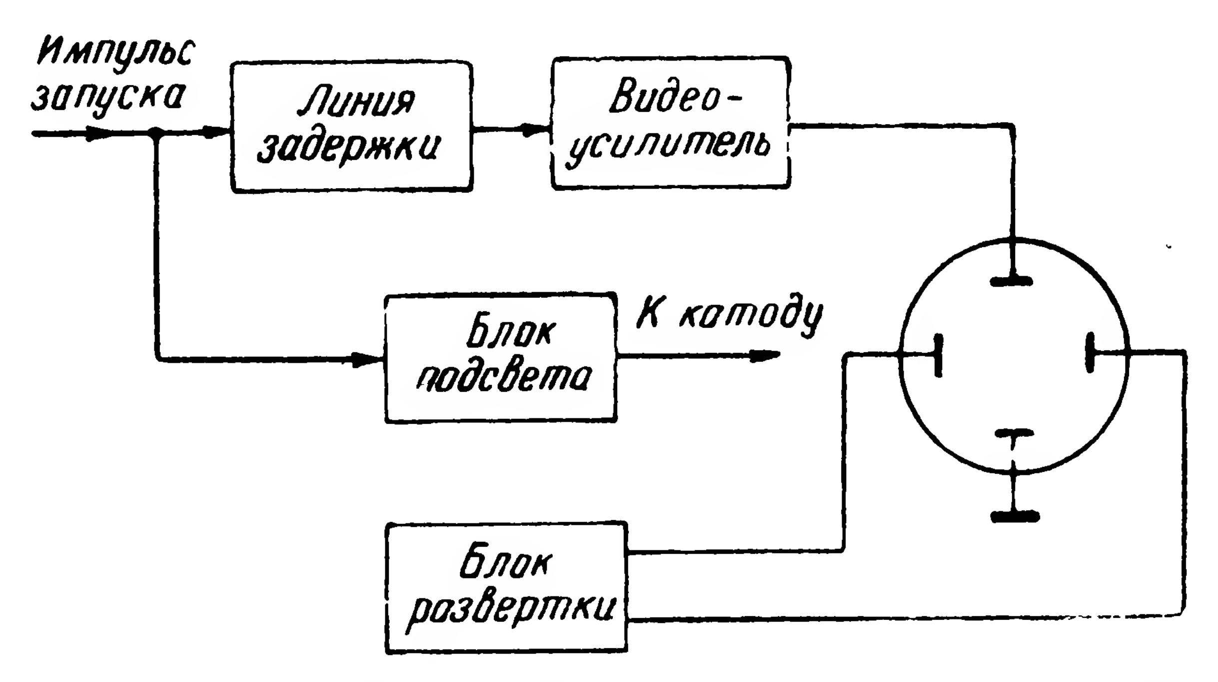


Рис. 145. Блок-схема прибора для проверки стабильности периода повторения импульсов передатчика

Схема синхронизируется импульсами, стабильность повторения которых надлежит определить. Генератор развертки управляется по частоте и должен иметь хорошую стабильность.

Исследуемый импульс выставляют на середину шкалы и путем регулировки частоты развертки делают его неподвижным. Степень стабильности частоты повторения определяется по размытости переднего или заднего фронта импульса. При хорошей линейности развертки и наличии калибрационных отметок времени 0,1 или 0,05 *мксек* таким прибором можно проводить ряд измерений по определению нестабильностей временны́х параметров различных блоков и систем радиолокационной станции.

Измерение затухания сигналов в ультразвуковой линии задержки

Затухание сигналов в ультразвуковой линии задержки можно измерить при помощи установки, блок-схема которой приведена на рис. 146.

Генератор контрольных видеоимпульсов создает видеоимпульсы хорошей формы, длительность которых примерно равна длительности реальных отраженных сигналов. Эти импульсы используются для амплитудной модуляции выходного напряжения вспомогательного генератора, частота которого устанавливается равной частоте передачи реальных сигналов. Контрольные импульсы в зависимости от положения переключателя *П* поступают в одну из ветвей схемы измерения: на испытываемую

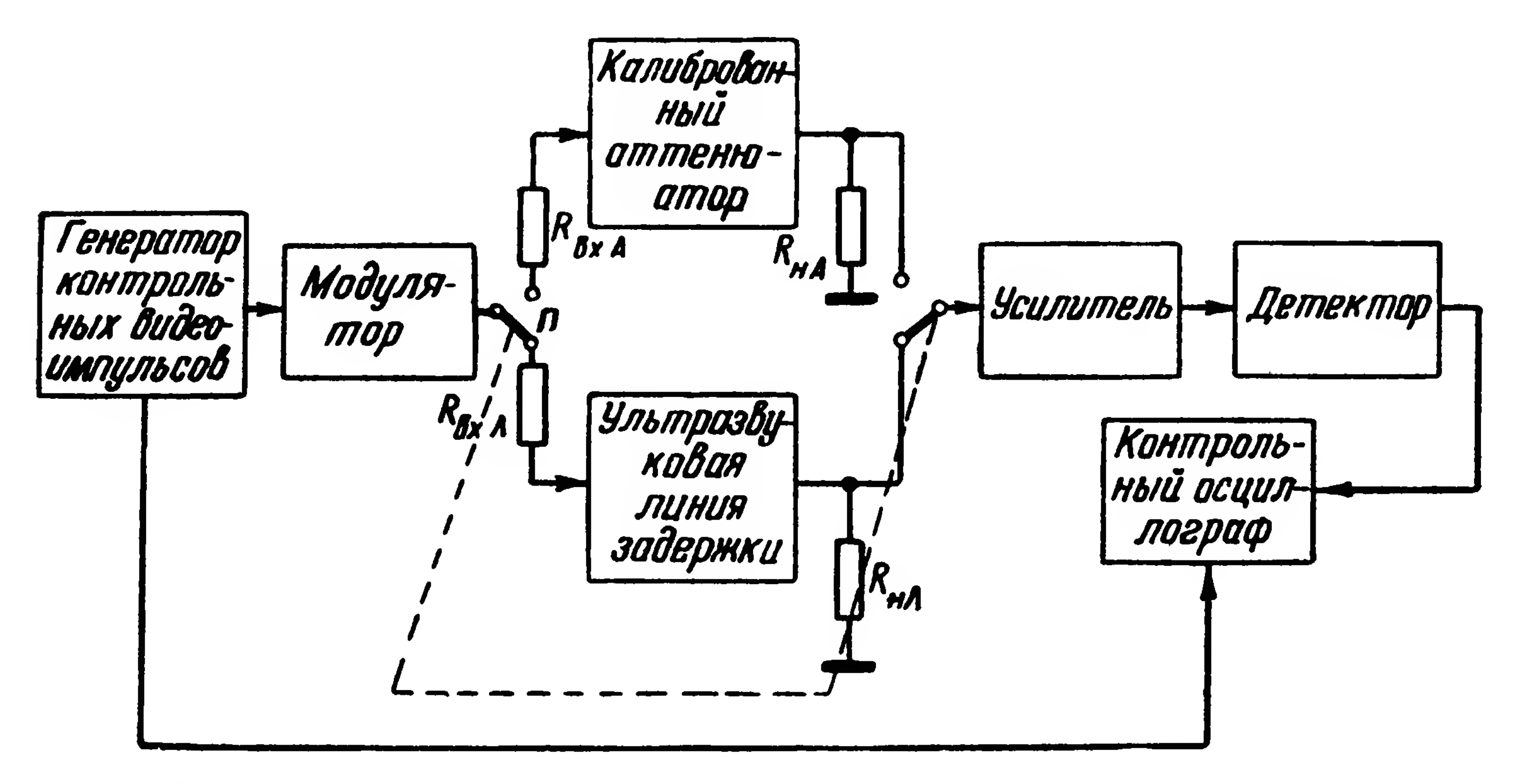


Рис. 146. Блок-схема установки для измерения затухания сигналов при прохождении их через ультразвуковую линию задержки

ультразвуковую линию задержки или на калиброванный переменный аттенюатор. Далее контрольные сигналы после некоторого усиления детектируются и подаются на осциллограф.

Затухание сигналов в ультразвуковой линии задержки измеряется методом сравнения: выходные сигналы обеих ветвей сравниваются и уравниваются по амплитуде при помощи калиброванного переменного аттенюатора. Величина затухания сигналов в линии задержки считывается непосредственно со шкалы аттенюатора.

Поясним назначение отдельных элементов измерительной схемы:

$R_{вхА}$ — входное сопротивление цепи калиброванного аттенюатора;

$R_{вх Л}$ — входное сопротивление ультразвуковой линии задержки;

$R_{нА}$ — сопротивление нагрузки аттенюатора, равное его полному волновому сопротивлению;

$R_{нЛ}$ — выходное сопротивление ультразвуковой линии задержки.

Точность измерения затухания сигналов в ультразвуковой линии задержки зависит от того, насколько правильно выполняются следующие условия:

$$\frac{R_{вхА}}{R_{нА}} = \frac{R_{вхЛ}}{R_{нЛ}};$$

$$R_{нА} \ll R_{вх.ус},$$

где $R_{вх.ус}$ — входное сопротивление усилителя;

$$R_{нЛ} \ll R_{вх.ус}.$$

Испытываемая ультразвуковая линия задержки включается в измерительную схему вместе с ее корректирующими входной и выходной индуктивностями.

Затухание сигналов измеряется в установившемся режиме колебаний генератора несущей частоты.

Измерение уровней паразитных сигналов в ультразвуковой линии задержки

В любой реальной ультразвуковой линии задержки наряду с основным сигналом распространяются паразитные сигналы, возникающие в результате отражения основного сигнала от элементов звукопровода или в результате «пролезания» входного сигнала в выходную цепь линии задержки.

Паразитные сигналы при определенной величине могут существенно ухудшить качество селекции движущихся целей. Поэтому возникает необходимость количественной оценки уровня паразитных сигналов.

Уровни паразитных сигналов в ультразвуковой линии задержки измеряются при помощи установки, описанной выше (рис. 146).

Порядок измерения следующий:

— на экран осциллографа выводится наиболее сильный паразитный сигнал;

— калиброванным аттенюатором амплитуда контрольного сигнала уравнивается по осциллографу с ам-

плитудой паразитного сигнала и считывается показание аттенюатора $p_{п}$;

— на экран осциллографа выводится основной задержанный сигнал;

— в том же порядке калиброванным аттенюатором уравнивается амплитуда контрольного сигнала с амплитудой основного сигнала и считывается новое показание аттенюатора $p_{с}$.

Уровень паразитного сигнала оценивается по величине отношения

$$m = \frac{p_{п}}{p_{с}}.$$

Таким же образом могут быть измерены уровни менее сильных паразитных сигналов, однако обычно ограничиваются измерением уровня самого сильного паразитного сигнала, как представляющего наибольшую опасность.

Безусловно, настройка и проверка аппаратуры СДЦ радиолокационной станции не исчерпываются рассмотренными выше измерениями. В данной главе даны понятия о методике и схемах измерения основных наиболее специфичных для систем СДЦ технических параметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакулев П. А. Радиолокационные методы селекции движущихся целей. Оборонгиз, 1958.

2. Бергман Л. Ультразвук и его применение в науке и технике. Издательство иностранной литературы, 1957.

3. Богомолов А. Ф. Основы радиолокации. Изд. «Советское радио», 1954.

4. Брюининг Г. Физика и применение вторичной электронной эмиссии. Изд. «Советское радио», 1958.

5. Бэхман Дж. Индикация движущихся целей в радиолокационных станциях. «Вопросы радиолокационной техники», № 6 (18), 1958.

6. Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. Изд. «Советское радио», 1960.

7. Гакт Э. Радиолокационный приемник с подавлением отражений от неподвижных предметов. «Вопросы радиолокационной техники», № 5, 1954.

8. Гоноровский И. С. Основы радиотехники. Связьиздат, 1957.

9. Джордж С., Заманакос А. Гребенчатые фильтры в импульсных радиолокационных станциях. «Вопросы радиолокационной техники», № 2 (26), 1955.

10. Джордж Т. Флуктуации сигналов самолетной радиолокационной станции, отраженных от земли. «Вопросы радиолокационной техники», № 5 (17), 1953.

11. Иствуд Д., Блейкмор Т., Уиит Б. Радиолокационная станция на волне 50 *см* с когерентной системой индикации движущихся целей. «Вопросы радиолокационной техники», № 5, 1956.

12. Кноль М., Кэйзан Б. Электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов. Госэнергоиздат, 1955.

13. Кошуа Ж. Измерение параметров радиолокационной станции с устранением сигналов от неподвижных объектов. «Вопросы радиолокационной техники», № 4 (16), 1953.

14. Крони Дж. Уменьшение влияния отражений от поверхности моря и дождя на работу корабельных радиолокационных станций. «Вопросы радиолокационной техники», № 5 (23), 1954.

15. Ламповые схемы для измерения времени, часть II. Изд. «Советское радио», 1951.

16. Магнитострикционные линии задержки видеосигналов. «Зарубежная радиоэлектроника», № 9, 1958.

17. Методы измерения электрических параметров ультразвуковых линий задержки. «Зарубежная радиоэлектроника», № 6, 1958.
18. Орман Л. Отметчики подвижных целей. «Вопросы радиолокационной техники», № 6 (12), 1952.
19. Пороговые сигналы. Изд. «Советское радио», 1952.
20. Приемники радиолокационных станций, часть II. Изд. «Советское радио», 1949.
21. Раков В. И. Индикаторные устройства радиолокационных станций. Судпромгиз, 1962.
22. Сарджент Р. Обнаружение движущейся цели импульсно-допплеровским методом. «Вопросы радиолокационной техники», № 2 (26), 1955.
23. Сиверс А. П. Радиолокационные приемники. Изд. «Советское радио», 1959.
24. Сиверс А. П., Суслов Н. А., Метельский В. И. Основы радиолокации. Судпромгиз, 1959.
25. Сифоров В. И. Радиоприемники сверхвысоких частот. Воениздат, 1957.
26. Сус А. Н., Диденко В. М. Усилитель с логарифмической характеристикой. «Радиотехника», том X, вып. 3, 1955.
27. Танте Э. Радиолокационный приемник с подавлением отражений от неподвижных объектов. «Вопросы радиолокационной техники», № 5 (23), 1954.
28. Чистяков Н. И., Сидоров В. М., Мельников В. С. Радиоприемные устройства. Связьиздат, 1959.
29. Харкевич А. А. Спектры и анализ. Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1957.
30. Урковиц Г. Фильтры для обнаружения слабых радиолокационных сигналов на фоне мешающих отражений. «Вопросы радиолокационной техники», № 2 (20), 1954.
31. Франк Р., Дикки Дж. Теоретические свойства самолетных радиолокационных станций с индикацией движущихся целей. «Вопросы радиолокационной техники», № 3 (21), 1954.
32. Холл В. Обобщенное уравнение радиолокации для сопоставления характеристик РЛС различных типов. «Зарубежная радиоэлектроника», № 4, 1963.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Геннадий Михайлович Вишин

Селекция движущихся целей

М., Воениздат, 1966 г. 276 с.

Редактор *Врублевский А. В.*
Технический редактор *Коновалова Е. К.*
Корректор *Заикина З. И.*

* * *

Сдано в набор 30.7.65 г. Подписано к печати 7.1.66 г.
Формат бумаги $84 \times 108^{1}/_{32}$—$8^{5}/_{8}$ п. л.=14,145 усл. п. л. 13,184 уч.-изд. л.
Тираж 7000 Г-34510
Изд. № 6/6161 *Цена 56 коп.* Зак. 1062

* * *

1-я типография
Военного издательства Министерства обороны СССР
Москва, К-6, проезд Скворцова-Степанова, дом 3

Цена 56 коп.